А. А. Данилов

# ПРЕЦИЗИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

Горячая линия–Телеком

А. А. Данилов

# ПРЕЦИЗИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

Москва
Горячая линия – Телеком
2004

ББК 32.846
Д17
УДК 621.375

**Данилов А. А.**

Д17 Прецизионные усилители низкой частоты. – М.: Горячая линия-Телеком, 2004. – 352 с., ил.

**ISBN 5-93517-134-1.**

Рассмотрены основы звукоусиления и параметры характеризующие усилители мощности звуковой частоты (УМЗЧ). Сформулирована задача построения звуковых усилителей, свободных от всех видов искажений. Особое внимание уделено грамотному применению отрицательной обратной связи. Для выяснения природы возникновения разного рода нелинейностей, проанализированы структурные схемы и отдельные узлы УМЗЧ. Описана схема УМЗЧ с параллельным высокочастотным каналом, позволяющим решить проблему прецизионного усиления. Рассмотрены схемы защиты источников питания и монтажа мощных усилителей. Проанализированы многочисленные примеры схем бытовых и профессиональных УЗМЧ на дискретных элементах и интегральных микросхемах. Даны рекомендации по разводке и изготовлению печатных плат, измерению параметров и настройке усилителей.

Для инженерно-технических работников, занимающихся схемотехническим проектированием устройств радиоэлектроники и автоматики, студентов и радиолюбителей.

**ББК 32.846**

*Адрес издательства в Интернет www.techbook.ru*
*e-mail: radios_hl@mtu-net.ru*

**Данилов** Андрей Александрович

**Прецизионные усилители низкой частоты**

Редактор А. Е. Пескин
Подготовка оригинал-макета Ю. Н. Рысева
Обложка художника В. Г. Ситникова

Лицензия ЛР № 071825 от 16.03 99 г.
Подписано к печати 03.11.2003 г. Формат 60×90 1/16.
Усл. печ. л. 22. Изд. № 134. Тираж 3000 экз.

Отпечатано с готовых диапозитивов в ООО ПФ «Полиграфист».
160001, г. Вологда, ул. Челюскинцев, 3. Зак. 3558.
Тел.: (8172) 72-55-31, 72-60-72

ISBN 5-93517-134-1

# Оглавление

*Моим родителям посвящается*

# Введение

*В нем автор попытается на основе субъективного опыта восприятия звука и объективных результатов научных исследований предположить наличие взаимосвязи между некоторыми характеристиками звеньев современного тракта качественного звуковоспроизведения и достоверностью воссоздания звукового образа.*

Что понимается под термином «достоверность» при воссоздании звукового образа?

Во-первых, следует отличать «достоверность» от «высокой верности» воспроизведения.

Много лет назад, когда создавался стандарт DIN 45500, немецкие инженеры смогли определить *минимальные* требования к техническим характеристикам тракта так называемой «высокой верности» (high fidelity) воспроизведения. С тех пор миллионы звучащих устройств обзавелись таинственной надписью «hi-fi», указывающей на принадлежность к некоей элитной группе. Что, естественно, подразумевало дополнительные затраты на их приобретение.

Но некоторое время спустя заносчивые и прагматичные американцы, в пику Европе, придумали суперэлитную категорию «high-end», чтобы подчеркнуть свою самостоятельность и устранить предел цены на бытовую (!) звуковоспроизводящую аппаратуру. Таким образом, взаимосвязь между качеством звуковоспроизведения, техническими характеристиками и ценой на такую аппаратуру была окончательно утрачена. Поэтому далеко не все изделия, причисляемые их разработчиками или продавцами к high-end, могут достоверно передать или воссоздать звуковой образ, запечатленный (recorded) каким-либо способом в процессе записи; это – во-вторых.

Редактор журнала *The Absolute Sound*, Гарри Пирсон (Harry Pearson), ввел термин «абсолютный звук», мудро определив его как «философский абсолют, который означает, что наши описания отклонений от этого абсолюта основаны не на субъективности, а скорее на наблюдении».

Каждый человек, *научившийся* слушать музыку, т. е. вобравший

в себя громадное число наблюдений, сформировал собственный эталон абсолютного звука. Тогда *достоверность* можно определить как *степень приближения* к этому внутреннему эталону. Однако многие люди не соотносят звуковой образ со своим эталоном, поскольку не могут *вспомнить* его отчетливо. Тогда вступает в свои права фантазия: «эксперты» начинают слышать то, чего нет, упуская подчас то, что звучит на самом деле. (Отмечу, что на основе этого коварного свойства человеческого слуха реализованы алгоритмы перцептуального кодирования звука MPEG-1 layer3 или MP3, ATRAC и т.д.). Когда звучание тракта объясняют в терминах «музыкальный», «отстраненный», «торопливый» и т.п., – значит, вы попали на очередного фантазера (ласковое название субъективиста).

Другую крайность воззрений на достоверность звукопередачи представляют так называемые «технократы», полагающие, что подробная сводка параметров аппарата вполне заменяет его прослушивание. При этом большинство «технократов» страдают тем же недугом, что и «фантазеры», но объясняют симптомы процентами, децибелами и килогерцами.

Бесспорно, фундамент достоверности закладывается на этапе записи музыкального произведения. Однако мы, потребители, можем «советовать» фирмам, что и как записывать только рублем, покупая или нет их продукцию. В этом смысле наше влияние на Concord, Telarc или EMI нельзя преувеличить. Мне, например, не нравится, как «лампово сладко» инженеры Chesky Records записали в Зальцбурге фортепианные концерты Моцарта, но выразить свое негативное отношение могу лишь, не покупая классику на компакт-дисках этой фирмы.

Почему *хочется* слушать фонограммы, выполненные Джорджем Мартином или С. В. Пазухиным?

Как получается, что многомикрофонная запись одного звукорежиссера передает пространство лучше, чем двухмикрофонная другого?

Отчего сочетание слов «digitally remastered» заставляет иногда поставить вожделенную пластинку обратно на полку магазина?

Только годы накопления *наблюдений* могут помочь пусть не ответить, но задуматься над этими и другими вопросами.

Автору практически не попадались критические обсуждения технологии записи и профессиональной аппаратуры для производства фонограмм в прессе. И это странно. Почему-то все, что делается на «той стороне», не подлежит обсуждению на «этой», хотя обратное имеет место. Очевидно, что соотношение «фантазеров» и «технократов» среди разработчиков профессиональной аппара-

туры, звукорежиссеров и продюсеров примерно такое же, как и среди потребителей их продукции: люди есть люди. Далеко не все, что выходит из-под профессионального паяльника, отвертки и микшерского пульта удовлетворяет критерию достоверности, и это слышно «невооруженным ухом». Фантазер на студии звукозаписи – беда для аудиофилов: «замученный» обработками звук лишается жизненной силы и умирает при воспроизведении. Лишь немногие звукорежиссеры способны в процессе записи и сведения фонограммы обойтись без многочисленных устройств, призванных ускорить и «облегчить» технологический процесс, но, к сожалению, негативно влияющих на достоверность звукопередачи.

Профессиональная аппаратура, с которой автору приходилось иметь дело, редко представляла собой безукоризненные образцы схемотехнической реализации и бескомпромиссного звука. Когда весьма известная японская фирма заявляет в рекламном буклете, что некоторые из ее профессиональных наработок «украшают» старшие модели бытового модельного ряда, – вспоминается невыразительный звук проигрывателя компакт-дисков, используемого многими московскими радиостанциями.

Тем не менее профессиональная звуковая аппаратура разрабатывается и изготавливается, как правило, более грамотно, чем аппаратура условной категории high-end. Другое дело, что в ней иногда – в угоду сверхнадежности и производительности, – приносится в жертву сам звук.

Наконец продукт музыкальной индустрии – грампластинка или компакт-диск – появился в нашем доме. Возникает следующая, не менее сложная проблема: извлечь из него максимум достоверной информации.

Если конструирование проигрывателя компакт-дисков (CD) является, так сказать, задачей одномерной оптимизации, то построение *системы* для воспроизведения грампластинок (LP) – задача многомерная и более сложная: требуется состыковать стол, привод, тонарм и звукосниматель при изменяющихся входных параметрах. Каждый из этих узлов является сложной механической или электромеханической *нелинейной* системой высокого порядка; неоптимальная настройка системы в целом приводит к значительному увеличению паразитных спектральных составляющих в выходном сигнале, и даже к повышенному износу грампластинки.

Преобразователем скорости перемещения иглы в электрический сигнал является звукосниматель. Наиболее критичные динамические параметры звукоснимателя – приведенная (к кончику иглы) масса и способность следования (tracking ability), которые характеризует инерционные характеристики преобразователя для малых и боль-

ших амплитуд записи, соответственно. Звукосниматели с подвижной катушкой – более «реактивные», жесткие, так как подчеркивают фронты сигналов за счет выбросов, обусловленных моментом инерции катушки; их пониженная податливость – следствие необходимого демпфирования крутильных колебаний. К сожалению, конструкция датчиков такого типа подразумевает (независимо от их цены) пропорциональность приведенной массы и чувствительности: например, при массе 0,25 мг выходное напряжение составляет всего 130 мкВ при амплитуде боковой колебательной скорости 5 см/с, тогда как для приведенной массы 0,4 мг выходное напряжение возрастает до 350 мкВ при той же скорости. В конструкцию звукоснимателя с подвижной катушкой заложено противоречие между эффективностью, которая определяется количеством витков и площадью рамки, и податливостью, поэтому, чем выше эффективность, тем меньше податливость и, соответственно, больше искажения. Звукосниматели с подвижным магнитом, на мой взгляд, обеспечивают лучшую разрешающую способность за счет на порядок более эффективной энергетики (при той же приведенной массе!), большей податливости и гладкой переходной характеристики.

Не менее важным звеном LP-системы является предварительный усилитель-корректор: чтобы разработать прибор, *прозрачный* для сигнала любого звукоснимателя при воспроизведении любой грампластинки (из попадавших в мое распоряжение), автору понадобились не один год прослушиваний, осмысления услышанного и применение результатов профессиональной деятельности в области электроники и измерительной техники. Без такого предусилителя-корректора автор не сумел бы разобраться в нюансах работы различных звукоснимателей, поскольку стимулом для исследований всегда являлся получаемый звук.

Оставлю в стороне бесполезный спор: что лучше, – грампластинка или компакт-диск, аналог или цифра? Они будут сосуществовать, пока мы будем их слушать. Но очевидно, что LP-технология не развивается, она вытеснена на обочину музыкальной индустрии, в нее почти не вкладываются средства. Что вполне естественно ввиду физически обусловленного тупика в развитии механической записи.

Но посмотрите, как, развиваясь, цифровая технология мигрирует в сторону аналоговой! Новый формат DSD (торговое название носителей Super Audio CD), хотя и расшифровывается как Direct Stream Digital, т. е. прямой цифровой поток, по сути своей является аналоговым, поскольку представляет собой разновидность преобразования напряжения во временной интервал. Круг замыкается на новом *физическом* уровне: ограниченная разрешающая способность механической записи преодолена при помощи лазера и опти-

ки, которые обеспечивают бесконтактную и, следовательно, *безынерционную* запись.

Достоверность воспроизведения LP-системы даже среднего класса определяется, как ни странно, именно механической природой технологии: система не вносит *неестественных* для человеческого слуха паразитных спектральных составляющих, но обеспечивает приемлемую динамику в диапазоне малых сигналов.

Для широко распространенного формата CD-audio (CD-DA, компакт-диск) дело обстоит гораздо хуже: паразитные спектральные составляющие, возникающие в реальном процессе преобразований аналог-цифра и цифра-аналог, чужды нашему восприятию, поскольку имеют немеханическую природу и не заложены в генетический слуховой опыт человека.

При стандартной частоте преобразования 44,1 кГц все гармоники музыкального (т. е. случайного, нестационарного) сигнала с частотами выше 8,8 кГц (1/5 частоты преобразования) восстанавливаются со статистически *недостоверными* (т. е. не точно определенными) фазой и амплитудой, поскольку теорема Котельникова или критерий Найквиста справедливы только для стационарного сигнала, например синусоиды. Компромисс стандарта CD-audio основан на том, что в спектре большинства акустических музыкальных инструментов и человеческого голоса средний уровень гармоник с частотами выше 8,8 кГц невелик. За счет возможности (не всегда реализуемой на практике) сохранения точных фазовых соотношений в области средних частот от микрофона до цифроаналогового преобразователя, компакт-диск способен обеспечить более детальную и стабильную звуковую картину, чем аналоговый носитель.

Погрешности аналогового тракта, изменяющие спектр исходного сигнала, имеют случайную составляющую, которая также является аналоговой (непрерывной) и обусловлена механическим или магнитным принципом записи. К этим погрешностям относятся, например, контактный и модуляционный шумы.

При условии качественного изготовления электромеханических узлов, проигрыватель грампластинок и отпечатанные с соблюдением технологии виниловые диски еще долго будут являться источником вполне достоверной музыкальной информации. Одними из лучших являются издания серии *Living Stereo* фирмы RCA Victor, многие записи *DECCA* и *Deutsche Grammophon* 1960-х и 1970-х годов, которые по звучанию близки к хорошей мастер-ленте и популярны среди аудиофилов даже в виде переизданий на компакт-дисках (иногда, оцифрованных с грампластинок).

В стандартном цифровом тракте (CD-DA) исходный аналоговый

сигнал прореживается двумерным (амплитуда – время) гребнем дискретизации, а затем, при обратном преобразовании, то, что было пропущено, восстанавливается – в условиях неизбежной апертурной неопределенности – при помощи какой-либо интерполяции. Поэтому в выходном сигнале никак не удается избавиться от «призрака» этого самого гребня, даже при помощи передискретизации и подмешивания псевдослучайного шума.

Искусство разработчика проигрывателя компакт-дисков и цифроаналогового преобразователя состоит в том, чтобы максимально подавить этот призрак, не потеряв те крохи малых гармоник, которые отвечают за достоверность воссоздания звуковой картины. Если это удается, то погрешности компромиссного стандарта CD-audio перестают существенно влиять на музыкальное впечатление.

Известен следующий исторический факт. В конце 1930-х годов немецкие звукоинженеры, лидировавшие в то время в области техники магнитной записи звука, проделали любопытный эксперимент. Они записали раздельно некоторые инструменты симфонического оркестра, а затем вырезали из музыкальных фрагментов фазы атаки и затухания, оставив только стационарные звуки. Перемонтированные отрывки дали прослушать исполнителям. Результат был совершенно неожиданным: музыканты не узнавали звучание своих инструментов! Этот эксперимент впервые обратил внимание разработчиков на необходимость правильного воспроизведения переходных процессов всеми звеньями тракта записи-воспроизведения звука: оказалось, что именно нестационарные фазы определяют характер звучания большинства музыкальных инструментов. По известным причинам бесценный опыт на долгое время был забыт.

*Наиболее пагубным для достоверного воссоздания звукового образа оказывается нарушение амплитудно-фазовых соотношений в области высших звуковых частот и малых амплитуд, которые определяют точность пространственного восприятия и пропорций гармоник в нестационарных фазах звукового сигнала (атаки и затухания). Именно адекватная передача переходных процессов является одним из главных требований к аппаратуре высококачественного воспроизведения.*

Низкую мощность источника звукового сигнала – усилителя-корректора или проигрывателя компакт дисков – необходимо согласовать с «прожорливым» потребителем – электромеханическим преобразователем, т. е. акустической системой. Функцию согласования выполняют усилители мощности звуковой частоты (УМЗЧ), которым и посвящена большая часть этой книги.

Любой усилитель вносит частотные, нелинейные, интермодуляционные, фазовые и дифференциально-фазовые (девиация фазы от амплитуды сигнала) искажения, изменяющие спектральный состав исходного сигнала и соотношение амплитуд различных гармоник.

Усилители бывают ламповые, полупроводниковые, гибридные и дискретно-аналоговые (их почему-то называют цифровыми). Последние имеют высокий к.п.д., но нестабильные частотную и амплитудную характеристики (как и усилители с токовым выходом), поэтому автор не будет их рассматривать.[1]

Звучание ламповых усилителей традиционно считается «музыкальным» и нравится фантазерам: действительно, надо иметь большое воображение, чтобы представить В. Горовица, играющего на «Стейнвее», когда из громкоговорителя доносятся звуки «Лирики» или «Суры». Однако «приятность» не является мерой достоверности звука.

Долгие десятилетия конструкторы ламповых усилителей комбинируют десяток элементов и ламп в надежде высечь «искру Божью», хотя число вариантов ограничено. Простота реализации стандартного «ламповика» привлекает в это старательское соревнование толпы начинающих аудиофилов. Но жила давно выработана... Зато велики советские запасы электровакуумных приборов, – хватит на всех!

Причина лампового «ренессанса» в восьмидесятых годах ушедшего века проста: первые модели проигрывателей компакт-дисков с их 12-разрядными цифроаналоговыми преобразователями звучали столь жестко и дискретно, что требовали лампового смягчения и подслащения. В профессиональной звукозаписи иногда применяются специальные устройства – эксайтеры (от англ. excite – вызывать эмоции), которые вносят в сигнал специально подобранные нелинейные и фазовые искажения, призванные «оживить» стерильные, на вкус звукорежиссера, фонограммы. Ламповые усилители, на мой взгляд, используются именно в этом качестве. *Но к достоверности это не имеет никакого отношения.*

Возможно ли, в принципе, создать более-менее достоверно звучащий ламповый усилитель? Специалисты, разрабатывавшие в 1950-х годах ламповую технику для военных целей, утверждают, что возможно: во-первых, надо изготовить выходной трансформатор по канонам импульсной техники так, чтобы его полоса пропускания составляла не менее 100 кГц; тогда реально введение общей

[1] Обнаружено неприятное явление, выражающееся в компрессии музыкального сигнала при работе усилителей с токовым выходом на электродинамические громкоговорители.

отрицательной обратной связи (ООС) для линеаризации и улучшения фазовой характеристики усилителя, что совершенно необходимо – во-вторых. Слушая современные изделия любителей «баллонов», можно лишь сожалеть, что бесценный опыт оказался не востребованным.

В 1998 году, просматривая серьезный аудиофильский журнал *Stereophile*, автор обнаружил большую статью под провокационным названием «Будущее без обратной связи?». В ней, после исторической справки и пояснения принципа ООС, известный британский обозреватель Мартин Колломс[2] с рвением молодого следователя, анализировал звучание очередного лампового «чуда» ценою в многие тысячи долларов США, в котором, для развлечения аудиофилов, был устроен регулятор глубины общей ООС в пределах 0 ... 10 дБ. При увеличении глубины ООС автор отмечал общее прояснение звуковой картины, но также появление «окрашивания». И делал «неожиданный» вывод, что ООС вредна, немузыкальна, и надо, по возможности, избегать ее применения. Тенденциозность статьи меня возмутила; и было написано письмо редактору журнала Джону Аткинсону, который его опубликовал, изъяв, правда, наиболее острые моменты (рекламодателей отпугивать нельзя).

Но вернемся к «окрашиванию». Дело в том, что ламповый усилитель с обычным выходным трансформатором при введении ООС превращается в *гребенчатый фильтр* звуковых частот и начинает работать как многополосный эквалайзер, так как трансформатор представляет собой инерционный элемент с распределенными параметрами. Попытки линеаризовать узкополосную или резонансную систему при помощи ООС вообще не могут быть успешными, – гласит теория автоматического регулирования. А «окрашивание» – предвестник самовозбуждения, которое, в свою очередь, является результатом неустойчивости.

Главная проблема реальной системы с отрицательной обратной связью – *устойчивость*. Усилительный каскад с использованием любого активного элемента (лампы или транзистора) всегда имеет несколько цепей ООС, как внутренних, физически обусловленных, так и паразитных, а также цепь стабилизации рабочей точки. Любое последовательное сопротивление в цепи катода лампы, эмиттера транзистора или истока полевого транзистора порождает ООС. Катодный (эмиттерный, истоковый) повторитель является усилителем со 100%-ной ООС. Таким образом, все разновидности усилителей

---

[2] *Martin Colloms*, специалист по громкоговорителям и акустическим системам, его монография *High performance loudspeakers* (Высококачественные громкоговорители) за 20 лет выдержала 5 изданий.

имеют ООС. (По меньшей мере, удивляют громогласные заявления некоторых «разработчиков» об отсутствии в их изделиях какой-либо обратной связи.)

Энциклопедия «Британника» утверждает, что обратная связь является основой природы. Выживание человека как биологического вида является результатом его приспособления к окружающему миру, т. е. обратной связи. Повышение температуры воздуха вызывает выделение пота и, как результат, охлаждение тела человека, – пример работы отрицательной обратной связи. Так почему инженеры и конструкторы должны избегать использования обратной связи в своих разработках? На протяжении двух веков, начиная с регулятора Уатта в паровой машине (1768), и математического формулирования обратной связи Максвеллом (1868), ООС работает на пользу человечества во всех областях науки и промышленности.

Для чего необходима общая ООС? Какими *уникальными* свойствами может наделить она усилитель?

Изучение доступных литературных и сетевых источников, а также 30-летний опыт в разработке аналоговых схем, позволяют автору утверждать, что никакие ухищрения не могут опустить и, главное, *удерживать* уровень нелинейных и интермодуляционных искажений в ламповых и транзисторных усилителях без общей ООС ниже –50 дБ (примерно 0,3%). Пуристы от аудио считают такой результат вполне достаточным. С этим трудно согласиться: психо- и метафизические мотивации не могут оправдать наличие паразитных спектральных составляющих в выходном сигнале усилителя. *Грамотно*е использование ООС позволяет в 100 и более раз снизить уровень таких искажений, т. е. вывести их за порог заметности (на уровень шума). Однако, как было отмечено выше, для ламповых трансформаторных усилителей этот путь практически закрыт, хотя, при соответствующей конструкции выходного трансформатора, теоретически возможен.

Выходное сопротивление мощного усилителя без ООС имеет ощутимое значение в несколько Ом. Параллельное включение активных элементов с целью снижения выходного сопротивления (и повышения надежности) приводит к размыванию импульсной характеристики усилителя и уменьшению его полосы пропускания. Это относится ко всем типам усилителей.

Использование ООС позволяет понизить выходное сопротивление до пределов, обусловленных конструктивным исполнением усилителя, т. е. контактного сопротивления разъемов.

И, наконец, *только общая ООС позволяет справиться* с *фазовыми и дифференциально-фазовыми искажениями*, которые присущи любому усилительному каскаду и влияют на достоверность вос-

создания звукового образа, затрудняя локализацию виртуальных источников звука, разрушая тонкие фазовые соотношения в *нестационарных* спектрах сигналов натуральных источников звуковых колебаний, а также в спектрах их отражений и переотражений.

Научно обоснованное, корректное использование ООС позволяет создавать усилители низкой частоты, обеспечивающие *высокоточную*, адекватную передачу звуковых сигналов. Это становится особенно актуальным с появлением новых источников звуковых сигналов действительно высокого разрешения – проигрывателей SACD и DVD-Audio, преимущества которых совершенно теряются при совместном использовании с усилителями, построенными на принципах и элементах 70-летней давности.

Корни неприятия отрицательной обратной связи многими разработчиками усилителей лежат в *непонимании* принципов ее работы и *неумении* применять на практике основные элементы теории автоматического регулирования. Более того, с конца 1970-х годов ругать ООС стало модным занятием. Большинство журналистов, пишуших на аудиофильские темы, не перестают «лягать» ООС, хотя это также глупо, как сетовать на погоду. В этой книге автор старается в доходчивой форме разъяснить принципы построения усилителей с ООС и развеять предубеждение к ней, хотя бы среди подрастающего поколения.

В последние годы появляются гибридные и полупроводниковые усилители, являющиеся «кальками» бестрансформаторных ламповых схем. В них, в основном, применяются мощные полевые транзисторы. Однако использование «ламповых» и минималистских принципов при построении усилительных схем на таких специфически нелинейных приборах, как транзисторы, не свидетельствует об эрудиции разработчиков. Тупиковой ветвью являются балансные УМЗЧ без общей ООС, в которых скомпенсировано почти все, кроме нечетных гармоник и их комбинационных составляющих. Все эти усилители, как правило, отличаются повышенным уровнем интермодуляционных и дифференциально-фазовых искажений, поэтому им совершенно «не даются» оркестровые и хоровые произведения. Автор не рассматривает подобные схемы, поскольку считает, что это бессмысленное занятие с точки зрения обеспечения приемлемого качества звуковоспроизведения.

Что же в остатке? Полупроводниковый усилитель с глубокой ООС и разомкнутой АЧХ, оптимизированной для импульсных сигналов. Как оказалось, только он может обеспечить достоверность. Автор разработал такой усилитель в 1984 г. и позже в 1988 г. назвал его УМВТ84 (усилитель мощности высокой точности, год разработки 1984). Прошедшие годы подтвердили, что совершенство

его структуры обеспечивает неприхотливость к элементной базе, большой запас по характеристикам и возможность модернизации. Автор не смог бы даже подобраться к проблеме достоверности, не имея возможности сравнивать другие усилители мощности с таким эталоном.

Кабели – почти сплошная коммерция и грандиозное поле «деятельности» для фантазеров всех мастей, к сожалению. Сколько шарлатанства и спекуляций связаны с обычными соединительными проводами! Опубликовано множество наукообразных статей, полных скрытой рекламы. На полном серьезе обсуждаются изменения в звучании при замене материала диэлектрика оболочки звуковых (!) кабелей, увеличении чистоты меди его жил, изменении направления включения и т.п. Дело доходит до подлога, когда, при демонстрации дорогих кабелей с уменьшенной погонной реактивностью, намеренно используются источники сигналов или усилители с большим выходным сопротивлением.

Поэтому безмерным бывает удивление аудиофила, когда он обнаруживает, что на звучание системы никак не влияет замена межблочного кабеля ценою в 300 долл. США на отрезок компьютерной витой пары стоимостью 8 ... 10 рублей за метр[3].

Меня радуют добротно сделанные кабели, но, за очень редким исключением, они не стоят и десятой части тех денег, которые за них просят. Если выходные цепи источника сигнала сделаны *грамотно*, разъемы обеспечивают надежный электрический контакт, а в соседней комнате не проводят электросварку, – можно спокойно подать сигнал на усилитель даже при помощи телефонной «лапши».

*Акустические системы* вероятно, самый капризный, сложный и ответственный элемент звукового тракта. Как и все мощные электромеханические преобразователи, они чрезвычайно индивидуальны. Возможно ли совместить достоверность и индивидуальность? Вряд ли, но успешные попытки время от времени отмечаются.

Какие свойства акустической системы (АС) особенно важны для достоверного воссоздания звуковой картины, т. е. минимизации тех погрешностей преобразования, которые были определены выше для электрического тракта?

Все те же: *линейность и стабильность фазовой характеристики*. Мало кто из разработчиков АС, кроме Джима Тиля (Thiel Audio), обращал внимание на фазовые характеристики. Коаксиальные громкоговорители *Tannoy* (Dual Concentric) и *KEF* (Uni-Q) решили значительную часть проблемы когерентности излучения. Выровняв ре-

---

[3] Низкая цена обусловлена громадными объемами выпуска компьютерных кабелей.

зультирующую фазовую характеристику своих АС в пределах ±5 градусов за счет высочайшего качества изготовления электроакустических преобразователей и тщательной настройки кроссовера, Джим Тиль практически завершил решение этой проблемы для АС с электродинамическими головками. Высшей похвалой для акустики Тиля является то, что фантазеры ругают ее звук за «сухость» и «нейтральность», при любых уровнях звукового давления.

К сожалению, выдающиеся переходные характеристики других, *неточечных* электроакустических преобразователей (ленточных, Хейла, электростатических, изодинамических и т.п.) не позволяют достичь столь же больших высот в воссоздании достоверных пространственных соотношений, хотя в монофоническом варианте они могут звучать великолепно.

*Теперь о самой книге.* Она предназначена для аудиофилов и любителей электроники, которые *хотят* разобраться в принципах построения современных усилителей звуковой частоты. Традиционные, типовые схемы УМЗЧ взяты из книг и статей Дугласа Селфа, Рэнди Слоуна, разнообразной технической документации, а также любезно предоставлены Георгием Крыловым. Некоторый, полезный на мой взгляд, материал почерпнут в Интернет. На этих примерах автор постарался критически осмыслить опыт зарубежных разработчиков, поскольку большинство популярных, на просторах бывшего СССР, схем УМЗЧ, опубликованных, например, в журнале «Радио» и популярных брошюрах, являются адаптацией зарубежных публикаций 1970-х и начала 1980-х годов.

Далеко не все усилители, описанные в книге, являются *прецизионными*, т. е. высокой точности. *Под прецизионными усилителями понимаются устройства, не вносящие паразитных спектральных составляющих, превышающих уровень шума в звуковом диапазоне частот.* Термин «высококачественный» поистерся и потерял свой первоначальный блеск за много лет. К этой расплывчатой категории относят и «скрипучие» ламповые однотактники, и непритязательные музыкальные центры, и транзисторные усилители с безукоризненным звучанием.

Структура книги в целом является традиционной для изданий, посвященных усилительным схемам на полупроводниках, а неизбежные общие места, возможно, перекликаются с другими публикациями, предназначенными для широкого круга радиолюбителей и аудиофилов. Однако *трактовка* процессов в усилительных схемах, оказывающих влияние именно на достоверность звуковоспроизведения, является оригинальной; она базируется на многолетнем опыте разработки операционных, измерительных и специализированных усилителей, импульсных и нелинейных схем.

Автор предполагает, что читатель знаком с основами электроники и конструирования электронных устройств. Поэтому общие принципы и теория функционирования даются на минимально необходимом для корректного изложения уровне.

Эта книга – для увлеченных, интересующихся людей, которые, как резонно заметил Рэнди Слоун, обескуражены явным расколом между профессионалами звука и воинствующими дилетантами. В ней рассматриваются особенности схемотехники во взаимосвязи с механизмами возникновения самых «вредных» – интермодуляционных и дифференциально-фазовых искажений. Специалист в области усилительной техники вряд ли найдет в этой книге совершенно новые решения, но систематизация разнообразного материала, имеющего отношение именно к прецизионному звукоусилению, и другой ракурс при взгляде на известные схемы, возможно, будут полезны и для него.

# Глава 1

# ОСНОВЫ ЗВУКОУСИЛЕНИЯ И ПАРАМЕТРЫ УМЗЧ

## Тракт усиления звука

Вся звуковая информация, записанная с целью хранения и дальнейшего воспроизведения, изначально являлась электрическим сигналом очень низкого уровня на выходе электродинамического, емкостного, электромагнитного или другого преобразователя механической энергии в электрическую. Например, уровни сигнала на выходах микрофонов, звукоснимателей музыкальных инструментов или головок воспроизведения магнитофонов имеют типовые значения от 10 мкВ до 10 мВ. Такие напряжения *сигнального уровня* должны быть увеличены по амплитуде (усилены), чтобы стать пригодными для использования. Усилители напряжения, спроектированные для выполнения этой задачи, называются *предварительными усилителями*. Для нормального использования в звуковых устройствах напряжения сигнального уровня предварительно усиливают до 0,2 ... 2 В с.к.з., где с.к.з. – среднеквадратическое значение (RMS), которое вычисляется как корень квадратный из интеграла квадрата напряжения на отрезке времени и для синусоиды составляет примерно 0,707 амплитудного значения или полуразмаха. Уровень сигнала, попадающий в указанный диапазон, обычно называют *линейным уровнем,* и он является «стандартным уровнем» выходного сигнала, обеспечиваемым *бытовыми* источниками звуковых сигналов. Для профессиональной аппаратуры стандартный линейный уровень составляет 0,7746 В с.к.з. (0 dBU).

Кроме усиления малых напряжений, предварительные усилители обычно содержат все необходимые схемы обработки сигнала. *Схемы обработки сигнала* модифицируют первоначальный звуковой сигнал, чтобы приспособить его к определенному стандарту частотной коррекции преобразователя – источника сигнала, предпочтениям слушателя, акустике помещения и другим особенностям конкретной системы звуковоспроизведения. Примерами таких схем являются регуляторы тембра, эквалайзеры, ревербераторы, различные типы фильтров и корректоров фазы, эксайтеров и т.п.

Предварительные усилители, используемые в профессиональной

звукозаписи и вещательных системах, могут также содержать устройства для обработки сигналов: регуляторы панорамы, линии задержки, амплитудные лимитеры, компрессоры/экспандеры и различные модификаторы гармоник. Предварительные усилители могут переключать источники входных (а иногда и выходных) сигналов.

Все предварительные усилители обычно являются усилителями напряжения, однако известны предварительные усилители с токовым входом, т. е. преобразователи тока в напряжение. Функцией предварительных усилителей является обработка и усиление напряжения сигнала до уровня линейного звукового сигнала, который подается на вход усилителя мощности. В отличие от предварительного усилителя, УМЗЧ предназначен для усиления напряжения линейного уровня до соответствующего высокого уровня напряжения и тока, способного возбудить громкоговоритель с низким входным сопротивлением (как правило, от 2 до 16 Ом).

Высококачественный УМЗЧ, как говорят, должен быть «прозрачным» (transparent), или «безупречным» (blameless), по терминологии Дугласа Селфа. Это означает, что выходное напряжение является почти точной копией входного напряжения, а единственным отличием между линейным входным сигналом и выходным сигналом является увеличенная амплитуда на выходе (как тока, так и напряжения). Любое другое расхождение спектрального состава входного и выходного сигналов УМЗЧ считается *искажением*.

Книга освещает комплекс проблем, возникающих при разработке и конструировании высококачественных, т. е. почти свободных от искажений, усилителей звуковых частот. Некоторые схемы можно отнести к прецизионным. Повсюду в книге качество усилителя напрямую соотносится с техническими требованиями самых малых искажений, и это нормально. На протяжении последних десятилетий среди фантазеров наблюдалась достойная сожаления тенденция пропагандировать полезность (!) определенных видов гармонических искажений, возникающих внутри усилителей. Автор полностью поддерживает Дугласа Селфа и других грамотных звукоинженеров в том, что вся обработка сигнала должна происходить на линейном уровне (т. е. в предварительном усилителе или во внешних звуковых процессорах). Все линейные (масштабные) усилители должны быть свободными от искажений, поскольку точность воспроизведения звука является желаемой для совокупности практических и эксплуатационных факторов.

## Высококачественные УМЗЧ

Понятие качества является относительным термином, требующим проведения сравнения с другим, сопоставимым по характеристикам оборудованием. В некоторых сегментах рынка качество яв-

ляется близким синонимом цены, но в случае УМЗЧ категории hi-end *ничто так не далеко от правды.* Из-за влияния субъективизма в области аудио очень дорогой УМЗЧ можно некорректно сравнить с аналогичным по характеристикам усилителем, стоящим на порядок-два дешевле.

Как известно, имеются четыре общих критерия оценки качества аппаратуры: электрические характеристики, надежность, конструктивное исполнение и художественное решение.

Что касается характеристик, то высококачественный УМЗЧ должен обеспечивать малые искажения (гармонические, интермодуляционные, фазовые и дифференциально-фазовые) во всей полосе звуковых частот. Он также должен иметь большой запас по полосе пропускания в сторону инфранизких и, особенно, ультразвуковых частот, низкий уровень шума и достаточную устойчивость при всех возможных (и допустимых) на практике условиях нагрузки. На характеристики усилителя не должны влиять изменения параметров комплектующих в пределах их спецификаций и норм ТУ.

С точки зрения надежности высококачественный УМЗЧ должен иметь возможность защитить себя при неблагоприятных условиях или ошибках пользователя, включая короткое замыкание на выходе (абсолютно необходимое условие для сценических усилителей), перегрузках и перегреве, обусловленном засорением фильтров вентилятора или ухудшением условий наружного обдува корпуса. Кроме того, схема профессионального вещательного усилителя должна включать достаточное количество параллельных выходных транзисторов, чтобы обеспечить долговременную надежность, а также предусматривать меры защиты дорогостоящих громкоговорителей от значительной постоянной составляющей выходного напряжения в случае аварии.

Конструкция УМЗЧ должна быть реализована с учетом надлежащего крепления массивных компонентов источника питания, предохранения электронных деталей от внешнего повреждения и защиты пользователя и сервис-инженера от опасных электрических потенциалов.

Художественное решение (внешний вид, отделка, эргономика) в идеале должно быть тесно увязано с конструктивными особенностями УМЗЧ, а также требованиями безопасности и надежности.

## Области применения УМЗЧ

Хотя все УМЗЧ по существу выполняют одну и ту же функцию (преобразование линейных сигналов в высоковольтные, сильноточные выходные сигналы), области их применения сильно отличаются. УМЗЧ потребительского уровня используются в домашних стерео-

системах, компьютерных мультимедийных устройствах и в составе домашнего кинотеатра. Многие музыканты приобретают «комбик», т.е. комбинацию предварительного усилителя, усилителя мощности и громкоговорителя в одном корпусе. Профессиональные звуковые системы включают в себя сценические усилители, студийные мониторы и контрольные устройства при микшировании и записи, а также промышленные системы громкой связи, трансляции объявлений и музыки в магазинах, на вокзалах и в других общественных местах. Сценические УМЗЧ предназначены для использования профессионалами эстрады и музыкантами, часто на больших стадионах или в концертных залах. Поэтому они являются высокомощными устройствами и размещаются в прочных корпусах, обеспечивающих безопасную транспортировку.

Усилители для студийных мониторов, как правило, являются высокоточными устройствами. Студии звукозаписи используют такие УМЗЧ для воспроизведения рабочего материала на стадии записи, монтажа и сведения фонограмм. Продюсеры и звукоинженеры бескомпромиссны в своих требованиях к качеству таких усилителей, поскольку конечный результат производственного процесса будет зависеть от точности звука всей системы воспроизведения.

Усилители для промышленных систем громкой связи, трансляции объявлений и музыки используются в общественных местах, на вокзалах и в универмагах. Эти УМЗЧ обычно нагружены на значительное число небольших громкоговорителей, работающих при средних уровнях мощности. В большинстве случаев, такие усилители содержат 30- или 120-вольтовый выходной трансформатор для минимизации влияния длинных линий нагрузки.

Для большинства любителей наибольшую трудность в реализации усилителей представляет изготовление печатной платы и механических деталей. Описанный в конце книги компьютеризованный способ изготовления печатных плат относительно прост для любого домашнего мастера. При отсутствии компьютера с принтером ничто не мешает воспользоваться рапидографом, тонкой кисточкой и цапон-лаком. Изготовление механических деталей, включая теплоотводы и корпус, возможно, будет более трудной задачей.

Некоторые аудиофилы полагают, что опытные и добросовестные изготовители-индивидуалы способны произвести более совершенный УМЗЧ, чем многие промышленные предприятия. Это создало миф, поддерживаемый дилетантами от электроники, что усилители кустарного изготовления превосходят устройства, купленные в магазинах, что, безусловно, не соответствует действительности. В любом случае, имеется рыночная ниша для усилителей, собранных в домашних условиях. Многие известные сегодня

промышленные производители и лаборатории начинали с небольших заказов частных клиентов.

## Требования к входным параметрам

Усилители мощности обычно стандартизованы для работы с сигналами линейного уровня. Для профессиональной аудиоаппаратуры *стандартный* выходной уровень линейного источника составляет 0,7746 В с.к.з. на резистивной нагрузке 600 Ом (0 dBU), что соответствует выходной мощности 1 мВт с.к.з. Большинство усилителей звуковой частоты достигают полной мощности при уровне входного сигнала не более 1 В с.к.з. Для любого УМЗЧ уровень входного напряжения, требуемый для достижения заявленной выходной мощности, называется *входной чувствительностью*. Большинство типовых схем имеют входную чувствительность от 0,5 до 1,0 В с.к.з. Однако у многих профессиональных и аудиофильских усилителей мощности входная чувствительность составляет 3 В (полуразмах) или примерно 2,1 В с.к.з., что соответствует выходным параметрам цифроаналоговых преобразователей современных источников сигналов.

*Входное сопротивление* промышленных и любительских УМЗЧ может меняться в очень широких пределах, – от 600 Ом до 1 МОм. Хотя не существует соглашения об определенной величине входного сопротивления, есть подобие стандарта (в виде рекомендаций), предписывающего наиболее подходящие значения исходя из *выходного сопротивления источника сигнала* (который обеспечивает линейный уровень) 50 или 600 Ом. Однако в реальности оно бывает и выше, и ниже этих значений. С учетом возможности мостового включения УМЗЧ его входное сопротивление желательно иметь не менее 10 кОм.

Можно предположить, что усилитель мощности, имеющий входное сопротивление порядка 100 кОм, будет более восприимчив к помехам, наводимым во входном кабеле, и к внешним электрическим полям. Но в реальных условиях, благодаря низкому выходному сопротивлению источника сигнала и почти повсеместному экранированию входных кабелей, этого не происходит.

Радикальным способом повышения помехозащищенности в *профессиональной* и *сценической* звукотехнике, безусловно, является использование *симметричных* (балансных) выходов и входов, но необходимо понимать, что снижение уровня помех определенного вида не прибавляет достоверности звучания источнику сигнала или оконечному усилителю.

Входное сопротивление не играет особой роли в шумовых характеристиках УМЗЧ (главным образом из-за основного вклада шума Джонсона, или теплового шума, в шум входного каскада). Для

достижения наилучших шумовых характеристик входное сопротивление должно быть как можно меньше. Это, опять же, приводит нас к использованию симметричных входов или стандартизации значения 10 кОм для большинства применений, так как оно совместимо с любым реальным источником сигнала. Можно предположить, что УМЗЧ с входным сопротивлением в диапазоне от 10 до 100 кОм будет нормально работать при любых условиях.

Когда регулятор уровня входного сигнала предполагается установить на входе УМЗЧ, желательно, чтобы входное сопротивление последнего было не менее 20 кОм. Если сопротивление регулятора согласовано с входным сопротивлением усилителя, то результирующее входное сопротивление составит не менее 10 кОм. Регулятор уровня сигнала в усилителе мощности не является обязательным для домашнего hi-fi, но в профессиональной технике он совершенно необходим. В сценических и вещательных усилителях обычно имеются раздельные регуляторы уровня входного сигнала для каждого канала, проградуированные в децибелах (например, от 0 до –40 дБ).

## Нагрузка

Усилители мощности повсеместно испытываются с использованием резистивных нагрузок от 4 до 8 Ом, поскольку почти для всех акустических систем указано значение сопротивления 4 или 8 Ом, реже 6 Ом. В действительности, все громкоговорители являются реактивными, и характеристика импеданса акустической системы (включая внутренние разделительные фильтры, или кроссовер) является весьма индивидуальной. В зависимости от схемы кроссовера, конструкции корпуса и характеристик самих головок (преобразователей), импеданс 8-омной акустической системы может изменяться, например, от 3 до 40 Ом в диапазоне звуковых частот (20 Гц ... 20 кГц).

Довольно давно, когда электростатические громкоговорители были популярны в некоторых аудиофильских кругах, входная емкость их преобразователя оценивалась примерно в 2 мкФ. Многие аудиофилы сочли это условие наихудшим для установления стандарта реактивной нагрузки, отсюда возникла традиция испытания УМЗЧ при помощи 8-омной резистивной нагрузки, включенной параллельно конденсатору емкостью 2 мкФ. Обоснованность такого тестирования сомнительна, так как реактивность конденсатора проявляется только со средних частот звукового спектра, а современная акустика, даже со сложными разделительными фильтрами, не обладает большим емкостным импедансом. Кроме того, полное сопротивление такой комбинированной нагрузки на частоте 20 кГц

составляет 2,7 Ом, что может привести к неприятностям, которые вряд ли бы произошли в реальной жизни.

В настоящее время использование резистивных нагрузок для сравнительного анализа представляется единственным доступным методом. Резистивное тестирование вполне адекватно, поскольку любой усилитель, демонстрирующий хорошую устойчивость и приемлемые импульсные характеристики при 3,2-омной резистивной нагрузке (4 Ом минус 20%), почти всегда будет нормально работать при любой реальной нагрузке в виде акустической системы.

Характеристики типовых УМЗЧ улучшаются при нагрузке на 12 или 16-омную акустику (уровень общих гармонических искажений уменьшается), поскольку потребности нагрузки уменьшаются, а линейность коэффициента передачи выходного каскада возрастает.

С точки зрения характеристик усилителя, следует избегать 2-омных нагрузок. Тому есть несколько причин. Главная из них, – эффект падения коэффициента передачи тока (т. е. нелинейность при большом сигнале), наблюдаемый в выходном каскаде на биполярных транзисторах, при 2-омной нагрузке возрастает многократно, обусловливая существенное увеличение гармонических и интермодуляционных искажений. Следует также отметить, что любой громкоговоритель имеет локальные провалы импеданса на определенных частотах. Эти провалы, при 2-омной акустической системе, могут достигать уровня в 0,6 ... 1 Ом на низких и средних частотах, обусловливая срабатывание схем защиты от короткого замыкания и снижая тем самым максимальное значение выходного тока усилителя. Срабатывание схемы ограничения тока дает отвратительный звук и представляет опасность для высокочастотных громкоговорителей.

## Частотный диапазон

Не секрет, что аппаратура звуковоспроизведения проектируется с учетом частотного диапазона человеческого слуха (обычно от 20 Гц до 20 кГц). В действительности, чувствительность слуха непостоянна по спектру звуковых частот, и на самом деле слышат звук в означенных пределах лишь небольшое число людей. Чувствительность слуха к звукам определенной частоты может изменяться в зависимости от уровня звукового давления. Следовательно, субъективный уровень громкости для различных звуков (измеряемых в *фонах*) в действительности зависит от трех переменных: уровня звукового давления, частоты и восприятия в полосе частот, – и три этих переменных являются нелинейными и сугубо индивидуальными. В 1950-х годах эти сложные зависимости были нанесены на графики в Национальной физической лаборатории Великобри-

тании. Они известны как «кривые равной громкости в свободном поле Робинсона и Дэдсона (Robinson & Dadson)».

На первый взгляд, при построении УМЗЧ мы просто должны обеспечить ровную частотную характеристику от 20 Гц до 20 кГц, покрывающую весь диапазон человеческого слуха. К сожалению, ситуация сложнее, чем может показаться на первый взгляд.

Натуральные звуки, в том числе музыкальные, содержат множество обертонов, многие из которых находятся за пределами обычного человеческого слуха. Как оказалось, эти, воспринимаемые не ушами, а другими органами, гармоники в значительной мере определяют достоверность звучания, поскольку «отвечают» за передачу *переходных процессов*. Если эти малые гармоники удалить, нестационарный звук упрощается и деградирует.

По этой причине специалисты британской фирмы Tannoy считают (см. www.tannoy.com), что полоса пропускания высококачественного тракта по звуковому давлению должна быть не менее 30 кГц, а лучше 60 кГц. Современные форматы записи, например DSD с его полосой частот 100 кГц, это позволяют. Усилитель с верхней границей полосы пропускания 20 кГц и большой интермодуляцией исказит прямоугольный импульс частотой 15 кГц до вполне слышимого состояния. (Это явление в радиолюбительской литературе иногда приписывают *искажениям из-за ограничения скорости нарастания*, SID.) Следовательно, прецизионный УМЗЧ должен иметь полосу пропускания, на порядок превышающую нормальный диапазон человеческого слуха.

Технически, частотный диапазон УМЗЧ определяется по уровню минус 3 дБ. По отношению к современным полупроводниковым усилителям постоянного тока, «плюса» (или пика) внутри частотного диапазона быть не должно, иначе возможны проблемы с устойчивостью. К счастью, используя современные транзисторы, легко реализовать широкую полосу пропускания.

Верхняя, высокочастотная граница полосы пропускания является, главным образом, предметом частотной коррекции. Обычно, для hi-fi применений, эта граница находится где-то от 40 до 100 кГц. Попытка расширить частотный диапазон в область более высоких частот в *типовых* схемах УМЗЧ часто приводит к неприятностям с точки зрения устойчивости и почти всегда является бесполезной для улучшения их характеристик. Но если принять во внимание фазовую характеристику, такой полосы пропускания явно недостаточно. Исходя из этих соображений, верхняя граница полосы пропускания УМВТ84 составляет 1 МГц, в этом случае линейная фазовая погрешность в звуковом диапазоне частот не превысит 0,4 градуса, что сравнимо с влиянием трехметрового межблочного кабеля хорошего качества.

Нижняя граница частотного диапазона УМЗЧ не представляет особых проблем. Фазовые искажения на частотах ниже 20 Гц не воспринимаются человеческим слухом. В современных схемах УМЗЧ с непосредственной связью по постоянному току на пути сигнала обычно находится только один входной разделительный конденсатор. Таким образом, низкочастотная граница полосы пропускания полностью определяется постоянной времени, полученной в результате умножения входного сопротивления усилителя на значение емкости разделительного конденсатора, при непременном условии, что номиналы накопительных конденсаторов и габаритная мощность трансформатора в нестабилизированном источнике питания выбраны правильно.

Схемы некоторых усилителей в этой книге имеют нижнюю границу полосы пропускания 3 Гц. Дальнейшее снижение границы нецелесообразно и опасно для низкочастотных громкоговорителей акустических систем.

## Искажения

Как известно, любой сложный периодический сигнал в каждый момент времени можно представить в виде совокупности элементарных синусоидальных сигналов, т. е. суммы *гармоник* с кратными частотами. Однако натуральные, шумоподобные звуки не являются гармоническими, и звуки всех акустических музыкальных инструментов также содержат характерные (присущие только им) негармонические составляющие. Даже в чистейшем звуке камертона можно, при желании, отыскать некратные гармоники. Все богатство окружающих нас звуков реального мира передается *нестационарными* и *негармоническими* звуками. При прохождении электрического аналога звукового сигнала через усилительный тракт с заметными гармоническими, интермодуляционными и фазовыми искажениями первоначальный звук гармонизируется, *упорядочивается*, т. е. приобретает новые, нехарактерные для натуральных звуков свойства. Человеческий слух мгновенно, на подсознательном уровне, улавливает это превращение.[4]

*Искажения* определяются как любое окрашивание, обусловленное появлением в спектре выходного сигнала УМЗЧ новых гармоник, которых не было во входном сигнале. Вопрос искажений уже затрагивался выше, но хочу подчеркнуть, что измерение только *общих гармонических искажений* (THD), не позволяет в полной мере оценить качественные параметры УМЗЧ. Дальнейшее обсуждение призвано объяснить механизмы возникновения искажений раз-

---

[4] Известно, что некоторые виды искажений маскируются добавлением псевдослучайного шума.

ных видов и предложить схемотехнические приемы, предназначенные для их снижения.

Современные цифровые методы звукозаписи (используемые, например, в DSD-рекордерах) обеспечивают сигналы линейного уровня, содержащие не более 0,0012% (с.к.з.) общих гармонических искажений. Рассматривая звуковой тракт с точки зрения образования искажений, мы можем абстрагироваться от искажений, порождаемых самим носителем звука, например Super Audio CD или DVD-Audio (даже в случае формата 24/192 при его 4-х «рекламных» младших битах). Поэтому усилитель мощности должен быть настолько свободен от искажений, насколько это возможно, без ущерба для любых других параметров.

С практической точки зрения было бы интересно рассмотреть еще одно, следующее за усилителем, звено звукового тракта – акустические системы. Однако этот вопрос выходит за рамки данной книги. Хочу лишь заметить, что характер искажений, вносимых электроакустическими преобразователями, существенно отличается – даже на слух – от искажений, вносимых (или нет) нормально работающим электрическим трактом.

## Коэффициент демпфирования

Демпинг-фактор (DF) определяется как отношение импеданса нагрузки $Z_{нагр}$ к полному выходному импедансу усилителя мощности $Z_{вых}$, т. е. $DF = Z_{нагр}/Z_{вых}$. Идеальный УМЗЧ является совершенным источником напряжения для акустической системы, на которую он нагружен. Иначе говоря, как и в случае высококачественного стабилизированного источника питания постоянного тока, выходной импеданс идеального УМЗЧ приближается к нулю, означая, что при любом характере изменений нагрузки уровень выходного напряжения усилителя мощности останется практически неизменным. Проектируются УМЗЧ таким образом, чтобы как можно ближе соответствовать идеальному источнику напряжения, и таким образом ослабить влияния изменений динамической нагрузки, присущей всем типовым акустическим системам. Исходя из приведенного выше соотношения, если бы совершенный УМЗЧ с нулевым выходным импедансом мог быть реализован, то его демпинг-фактор имел бы бесконечно большое значение.

Как можно большее значение коэффициента демпфирования желательно иметь по многим причинам. Чем выше демпинг-фактор, тем слабее влияние изменений нагрузки на усилитель мощности. Побочным эффектом высокого значения демпинг-фактора является уменьшение резонансных явлений в акустиче-

ских системах, а также правильная работа кроссовера. Производители стремятся к увеличению демпинг-фактора для повышения *рекламной* конкурентоспособности. Насколько же высоким должен быть демпинг-фактор для обеспечения превосходства в качестве звучания?

Большая глубина отрицательной обратной связи (ООС), используемая в полупроводниковых усилителях, в совокупности с высокими параметрами современных выходных приборов, легко обеспечивают выходные сопротивления усилителей менее 0,1 Ом. Среднее значение выходного сопротивления 0,04 Ом для большинства полупроводниковых усилителей при сопротивлении нагрузки 4 Ом обеспечивает типовое значение коэффициента демпфирования около 100.

Многие авторы полагают, что УМЗЧ с высоким коэффициентом демпфирования полностью контролирует диффузор электродинамического громкоговорителя и заставляет его безупречно реагировать на выходной сигнал усилителя. Это не соответствует действительности: даже если исключить соединительные провода и кроссовер, остается сопротивление катушки громкоговорителя постоянному току, которое, к тому же, зависит от температуры. Если типовой 4-омный громкоговоритель имеет сопротивление постоянному току по меньшей мере 3,2 Ом, выходной импеданс усилителя должен превысить 0,3 Ом, чтобы как-то проявиться на фоне температурных вариаций сопротивления катушки при работе громкоговорителя. Такой полупроводниковый усилитель реализовать легко.

Главная мысль проста: разница между двумя усилителями, обладающими демпинг-факторами 100 и 500, практически не отражается на характеристиках акустической системы. Благодаря глубокой общей ООС в хороших транзисторных усилителях, их выходной импеданс так мал, что на практике демпинг-фактор можно не принимать во внимание.

Является непреложным научным фактом, что ООС способствует снижению искажений и выходного сопротивления усилителя.

Однако на протяжении последних 25 лет в радиолюбительских журналах (см., например, «Радио» №4, 1999, с.30) периодически появляются очень похожие таблицы, иллюстрирующие эффект роста искажений в системе усилитель – электродинамический громкоговоритель при увеличении глубины ООС. При этом никогда не приводятся схемы транзисторных УМЗЧ, с использованием которых получены столь парадоксальные результаты. Далее, как правило, следуют выводы о вреде глубокой ООС, якобы «усиливающей искажения за счет компенсации противо-э.д.с. громкоговорителя», и пользе повышения выходного сопротивления УМЗЧ для «ослабления влияния нагрузки».

Действительно, любое воздействие на усилитель со стороны нагрузки вызывает его реакцию, адекватную величине воздействия и глубине обратной связи. ООС всегда стремится уменьшить разность между входным и выходным сигналами, т. е. снизить искажения; при этом усилителю абсолютно «безразлично», является нагрузка активной (генерирующей) или пассивной, если у него хватает мощности и быстродействия для нейтрализации паразитного воздействия. Любое отклонение от такого поведения свидетельствует о неграмотной реализации усилителя, обычно выражающейся в нарушении устойчивости и/или условия динамической линейности, а также резко нелинейном характере зависимости выходного сопротивления разомкнутого усилителя от амплитуды и частоты сигнала; только в этих случаях включение «стабилизирующего» резистора последовательно с нагрузкой может понизить искажения.

Для полноты картины следует упомянуть о существовании усилителей мощности с токовым выходом, т. е. большим выходным сопротивлением. Основанием для их существования является гипотеза, что электродинамический громкоговоритель производит меньше искажений, работая от источника тока, а не источника напряжения. При обосновании такого подхода обычно используется простейшая модель работы такого громкоговорителя на *стационарном* сигнале. Прослушивание специализированных полупроводниковых усилителей с большим (500 Ом и 5 кОм) выходным сопротивлением продемонстрировало весьма заметные интермодуляционные искажения и явную инерционную нелинейность амплитудной характеристики: система подчеркивала слабые сигналы и ослабляла сильные, т. е. сжимала динамический диапазон музыкальной программы, причем во всем диапазоне частот. Если интермодуляционные искажения можно отнести на счет несовершенства схемотехники усилителей, то компрессия, скорее всего, возникает из-за противо-э.д.с. катушки громкоговорителя и нелинейности магнитной индукции в зазоре. Более глубокий анализ этого явления представляет чисто академический интерес и выходит за рамки данной книги.

## Шум

*Шум* часто используется в качестве общего термина для описания нежелательного сигнала на выходе усилителя при отсутствии полезного сигнала на его входе. В звукотехнике термин *шум* определяется как случайное генерирование сложных электрических сигналов, обусловленное физическими процессами, происходящими при работе электронных схем. Шум, генерируемый в любом каскаде транзисторного усилителя, содержит *генерационно-*

*рекомбинационный* и *дробовый шум* (порождаемые взаимодействием электрических зарядов), *фликер-шум* (природа возникновения связана с неоднородностью материалов) и *тепловой шум* или *шум Джонсона* (порождаемый, в основном, резисторами). Шумовые свойства всего усилителя обычно определяются шумом входного каскада.

Дробовый шум и фликер-шум зависят от режима работы входного каскада, тепловой, как правило, – очень слабо. В спецификациях на усилители часто приводится значение приведенной ко входу *спектральной плотности шума* на двух-трех частотах или график ее изменения в зависимости от частоты, что позволяет оценить вклад каждой составляющей напряжения и тока шума в шумовые свойства усилителя (график спектральной плотности фликер-шума имеет вид 1/f, т. е. фликер-шум уменьшается с ростом частоты), а также рассчитать шумовое выходное напряжение в звуковой полосе частот при определенном выходном сопротивлении источника сигнала.

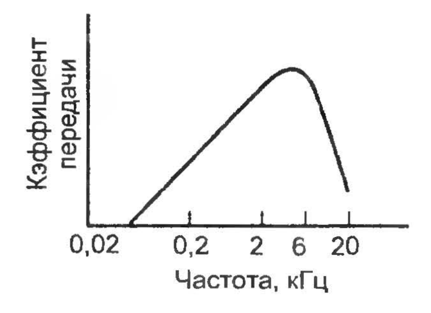
Если присоединить выход усилителя мощности к акустической системе, замкнуть накоротко его вход и увеличить громкость до максимума (0 дБ), шипение, которое слышится из громкоговорителя, и является тем, что классифицируется как шум. Если вы слышите еще и низкочастотный рокот, жужжание с частотой 100 Гц или потрескивание, значит с усилителем что-то не в порядке. Современные полупроводниковые усилители в принципе не должны иметь сетевой фон, превосходящий уровень шума. Фон обычно оценивается как часть спектра шума при испытаниях большинства УМЗЧ.

Наиболее распространенным термином, характеризующим шумовые характеристики усилителей, является отношение сигнал/шум (С/Ш, SNR или S/N), который выражается через отношение квадратов с.к.з. сигнала и шума в определенном диапазоне частот и обозначается в децибелах относительно уровня 0 дБ (т. е. уровня номинальной мощности УМЗЧ). Обычно при измерении шума нормируется выходное сопротивление источника сигнала.

Если шум измеряется и усредняется без помощи каких-либо специализированных звуковых фильтров, то он называется «невзвешенным». Если при измерениях включаются фильтры, ограничивающие полосу пропускания, шум характеризуется как «взвешенный», с соответствующей буквой, определяющей класс использованного фильтра. Наиболее распространено *А-взвешивание,* частотная характеристика коэффициента передачи которого приведена на рис. 1.1.

Обоснованием взвешивания шумовой характеристики является заметность генерируемого шума – довод, основанный на том, что вроде бы неуместно измерять шумовые сигналы, находящиеся за пределами возможностей человеческого восприятия.

Рис. 1.1. Частотная характеристика взвешивающего А-фильтра




В большинстве случаев, использование фильтров для оценки шумовых характеристик определяется стремлением некоторых производителей улучшить цифры, приводимые в рекламных проспектах. Вполне приемлемым для УМЗЧ значением отношения сигнал/шум, является –90 дБ (невзвешенное).

## Выходная мощность и эффективность

Взаимосвязь между выходной мощностью УМЗЧ (измеряемой в ваттах с.к.з.), субъективной громкостью (измеряемой в сонах), уровнем звукового давления (измеряемым в децибелах) и частотой (измеряемой в герцах) является неочевидной. Разные аспекты этой сложной взаимозависимости являются предметом разногласий между психоакустиками и звукоинженерами.

Большинство аудиофилов по традиции полагают, что учетверение выходной мощности удваивает уровень звукового давления (т. е. увеличивает на 6 дБ). Удвоение субъективной громкости, с другой стороны, может потребовать существенно большего, чем +6 дБ, увеличения, и является, согласно графикам равной громкости, частотнозависимым. В переводе на выходную мощность, это значит, что, на определенных частотах, УМЗЧ, возможно, должен обеспечивать десятикратный рост мощности для удвоения субъективной громкости. Следовательно, УМЗЧ с выходной мощностью 100 Вт не способен, практически, обеспечить существенно бóльшую громкость, чем 70-ваттный усилитель, а значительное увеличение субъективной громкости потребует *многократного* прироста выходной мощности усилителя.

В 1950-е годы самыми мощными серийными усилителями были приборы, развивающие «только» 100 Вт с.к.з. на 8-омную нагрузку (с.к.з. мощности для синусоиды вычисляется как квадрат амлитудного значения выходного напряжения, поделенный на удвоенное активное сопротивление нагрузки; характеризует тепловую энергию, рассеиваемую активной нагрузкой). Это были промышленные ламповые усилители, в большинстве своем используемые в кино-

театрах, парках и на эстраде. С соответствующим высокочувствительным громкоговорителем даже 12 ватт усилителя легендарного кинопроектора «Украина» было достаточно для «воодушевления» аудитории в сельском клубе. И сегодня, при использовании эффективной акустической системы, 50-ваттный (с.к.з.) УМЗЧ может создать почти болевые уровни звукового давления в помещении средних размеров.

Здоровая тенденция роста уровней выходной мощности, наблюдавшаяся с конца 1960-х годов и обусловленная появлением все более мощных и высоковольтных транзисторов, в начале 1980-х была приостановлена фантазерами, предпочитающими ламповые усилители. Поскольку милые их ушам однотактные устройства, как правило, не могли выжать из себя более 10 Вт с.к.з., введенные ранее некоторыми фирмами понятия резервной мощности или запаса мощности были преданы забвению всеми аудиофильскими журналами.

На мой взгляд, номинальной выходной мощности 50 ... 100 Вт с.к.з. на канал вполне достаточно, даже для низкочувствительной акустики. Это справедливо для домашнего воспроизведения компакт-дисков и виниловых грампластинок, *реальный* динамический диапазон которых (на линейном выходе) составляет 60 и 40 дБ, соответственно. Для цифровых форматов высокого разрешения (SACD, DVD-Audio) выходная мощность, возможно, должна быть выше. Эффективные громкоговорители имеют гораздо большее значение, чем мощность усилителя, поскольку к.п.д. высококачественных акустических систем может отличаться на порядок.

*Полная эффективность* (ПЭ, %) УМЗЧ определяется двумя параметрами: эффективностью источника питания ($ИП_{эфф}$, %) и выходного каскада ($ВК_{эфф}$, %), и рассчитывается по известной формуле: $ПЭ = ИП_{эфф} \times ВК_{эфф}$. Например, при эффективности выходного каскада 74% и источника питания 70% полная эффективность, или *коэффициент полезного действия* (к.п.д.), УМЗЧ составит 52%. Фактически, эти цифры являются типичными для полупроводникового усилителя в классе В. Теоретически, к.п.д. выходного каскада в классе В может достигать 78%, реально же 67% – почти предел.

Некоторые более новые схемы источников питания, например импульсные, могут достичь большей эффективности, чем типовые линейные источники питания постоянного тока. Особенно это касается последнего поколения *интеллектуальных источников питания*, с автоматической коррекцией коэффициента мощности. В большинстве случаев, их использование основано на стремлении снизить себестоимость, массу и габариты УМЗЧ. Но импульсные источники питания, регулирующие выходное напряжение по сред-

нему значению, т. е. с задержкой, не подходят для работы с таким динамичным потребителем, как УМЗЧ. Кроме того, они являются источником имульсных помех, комбинационные частоты которых могут попадать в звуковой диапазон. Даже дорогие УМЗЧ с импульсными источниками питания, например английской фирмы Chord, демонстрируют интерференционные помехи при работе с цифровыми источниками сигналов.

Теоретическая эффективность двухтактного выходного каскада в классе А составляет 50%. В реальности, она едва достигает 40%. Полная эффективность усилителя в классе А немного превышает 28%. (Большинство звукоинженеров эмпирически придерживаются цифры 25%). Таким образом, 200-ваттный УМЗЧ в классе А должен иметь возможность постоянно рассеивать в виде тепла примерно 600 Вт (усилителей такой мощности в классе А почти нет).

Усилители в классах G и H имеют теоретическую эффективность свыше 80%, однако наиболее коммерчески успешные модели этой категории – например, фирмы Carver – заявляют более скромные 65,7%. Изготовители приборов, работающих в классе D, регулярно говорят о значениях к.п.д. свыше 90%, но значительные проблемы, связанные с электромагнитными и радиочастотными помехами, усугубленные трудностями в достижении высокой точности звукопередачи на высоких частотах, ограничили коммерческое использование усилителей в классе D.

Что касается ламповых УМЗЧ, то их полная эффективность ничтожно мала, так как мощность главным образом рассеивается нитями накала. Эффективность усилителей, содержащих полевые МОП-транзисторы в выходных каскадах, немного меньше, из-за более высокого сопротивления сток-исток открытого транзистора по сравнению с сопротивлением коллектор-эмиттер стандартного открытого биполярного транзистора. В отношении использования МОП-транзисторов в усилителях очень большой мощности этот недостаток перевешивается отсутствием вторичного пробоя и положительным температурным коэффициентом сопротивления канала.

Однако к.п.д. даже лампового УМЗЧ не идет ни в какое сравнение с к.п.д. акустической системы, который вряд ли превышает 1%. Можно ожидать технологических прорывов в построении усилителей в классах G, H и D, но повышение эффективности (отдачи) акустических систем могло бы иметь гораздо большее практическое значение для уменьшения уровней мощности в бытовой звукотехнике.

## Фазовые характеристики

Термины *фазовые искажения* и *абсолютная фаза* обсуждались звуковой промышленностью и аудиосообществом на протяжении длительного времени. Фазовые искажения представляют собой



2—3558

разности фаз между программным материалом и выходным сигналом усилителя (или любого другого прибора). Для любого усилителя звуковых частот фазовые искажения не могут превышать 360 градусов, так как с этого момента усилитель становится линией задержки и общая ООС будет невозможной.

Термин *абсолютная фаза* обычно используется в качестве определения того, что сигнал находится «в фазе» или «не в фазе». Иначе говоря, если усилитель находится в абсолютной фазе, то он не инвертирует входной сигнал. Согласно рекомендациям AES (Общества звукоинженеров) правильная фазировка должна выдерживаться от микрофона до громкоговорителя.

Опубликованные недавно на своих Интернет-страницах в трудах AES (www.aes.org) результаты исследований показали, что люди, не слышащие высокие звуковые частоты (более 15 кГц), уверенно отмечают намеренное ограничение полосы пропускания значением 20 кГц  именно за счет появления фазовых искажений в слышимой области.

Реактивность выходного трансформатора автоматически относит ламповые усилители к категории приборов, наиболее подверженных фазовым искажениям. Полупроводниковые усилители, построенные по типовой трехкаскадной схеме Лина, обычно *не* инвертируют сигнал и демонстрируют приемлемый, во многих случаях, фазовый сдвиг (зависящий от частотной коррекции).

Однако дифференциально-фазовые искажения, т. е. сдвиг фазы, зависящий от амплитуды сигнала, являются весьма заметными на слух (человек улавливает *мгновенные изменения* фазы как отклонения высоты тона), и представляют основную проблему для многих УМЗЧ, в том числе основной массы усилителей по схеме Лина. Поэтому *линейность и стабильность фазовой характеристики всего тракта (включая акустические системы) является краеугольным камнем достоверности звуковоспроизведения.*

## Надежность

Соображения надежности, как известно, могут быть условно разделены на две группы: *статистическая надежность* и *прогнозируемая надежность*. Полная надежность любого усилителя мощности зависит от этих двух составляющих.

Многие полагают, что полупроводниковые приборы имеют «неограниченный» срок службы. Для малосигнальных приборов это, в основном, справедливо, но для мощных полупроводниковых приборов, однако,  далеко от правды. Так как применяемые в них материалы подвергаются нагреву, они будут расширяться, сжиматься, физически и химически изменяться. Тепловое расширение прибора не происходит одинаково, поскольку все мощные полупроводниковые при-

боры изготовлены из набора различных металлов и диэлектриков (золота, алюминия, меди, кремния, стекла, керамики, пластмассы и т.п.). Даже если тепловые изменения совсем незначительны, они приведут к усталости материала. Спецификации производителей полупроводников для *изменения среднего времени безотказной работы* (MTBF) как функции рассеиваемой мощности (тепловой энергии) и тепловых циклов называются *циклическими тепловыми кривыми или графиками*. Эти графики предсказывают ожидаемый срок выхода из строя полупроводникового прибора на основе максимальной мощности, которую ему приходится рассеивать, и количеством циклов между нулевой и полной мощностями рассеивания. К сожалению, эту информацию не часто можно найти в стандартных спецификациях на мощные полупроводниковые приборы.

*Тепловым циклом* называется переход от холодного состояния к разогретому (не следует путать тепловые циклы с периодами сигнала). Например, если включить усилитель, который был полностью холодным, «погонять» его до тех пор, пока теплоотводы и мощные полупроводниковые приборы достигнут максимальной температуры, а затем выключить, то это заставит его пройти через один тепловой цикл. Эффект тепловой периодичности обычно демонстрируют при помощи осветительной лампы накаливания: если постоянно включать и выключать ее, лампа проработает недолго. При каждом включении и выключении металлическая нить накаливания расширяется и сжимается, что создает в ней механическое напряжение и усталость. Очень скоро, как и в случае сгибания и разгибания любой металлической детали, нить оборвется. Тепловой цикл аналогично влияет и на любой мощный транзистор.

График теплового цикла показывает, что среднее время безотказной работы полупроводников увеличивается логарифмически, когда максимальная рассеиваемая мощность линейно уменьшается. Например, из графика теплового цикла гипотетического транзистора следует, что при уровне рассеиваемой мощности в 100 Вт, ожидаемое среднее время наработки на отказ примерно эквивалентно 1000 циклам. Однако та же кривая может продемонстрировать, что при уровне рассеиваемой мощности 50 Вт среднее время возрастет до 100000 циклов. Таким образом, прогнозируемая надежность может быть существенно повышена путем снижения рассеиваемой полупроводниковыми приборами мощности. К сожалению, довольно трудно получить от поставщиков электронных компонентов графики тепловых циклов даже популярных мощных транзисторов, а основные их производители (Sanken, Toshiba, Motorola, Hitachi) не считают нужным представить такую информацию.

На рис. 1.2 приведены графики интенсивности отказов полупроводниковых приборов *2*, электронного оборудования и радиокомпонентов *1* в разных фазах периода эксплуатации.

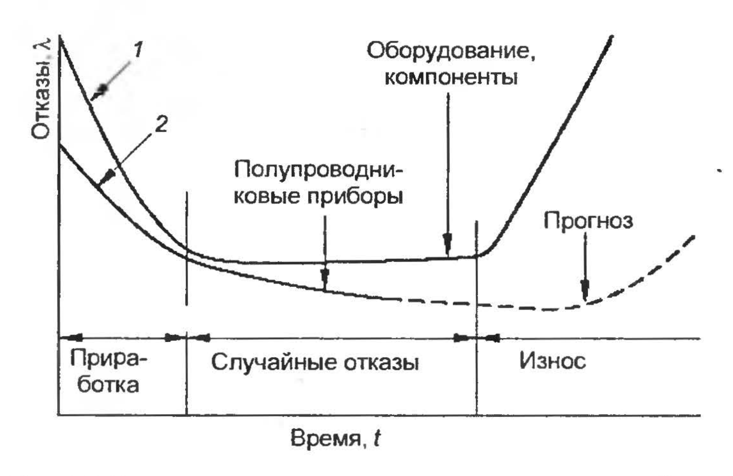



Рис. 1.2. Интенсивность отказов полупроводниковых приборов и оборудования от времени

На основе графиков тепловых циклов некоторые конструкторы пришли к заключению, что увеличение надежности может быть достигнуто добавлением площади теплоотвода или форсированным охлаждением. Это основано на известном наблюдении, что интенсивность отказов компонентов примерно соотвествует *закону Аррениуса*, по которому скорость течения химических реакций примерно удваивается на каждые 10°С. Реально, такие методы способствуют повышению долговременной надежности, но сама концепция, в данном случае, неприменима. Разрушающие тепловые изменения происходят *внутри* самих приборов, в области полупроводникового перехода.

Теплоотводы и другие методы внешнего охлаждения эффективны для уменьшения *среднего* перегрева, но они ограничены в своей способности понизить «мгновенную» температуру полупроводникового перехода, поскольку весьма инерционны.

Поэтому *единственным методом снижения температуры перехода является уменьшение мгновенной мощности, рассеиваемой прибором*.

Следует также учитывать, что *вторичный пробой* представляет серьезную проблему в обеспечении надежности эксплуатации биполярных высокочастотных транзисторов, поскольку может развиваться при средней мощности, существенно меньшей, чем предельно допустимая мощность для данного прибора. Поэтому уменьшение мгновенной мощности важно и в данном аспекте.

Производители УМЗЧ, вынужденные балансировать между за-

тратами и характеристиками, всегда пытаются выжать каждый возможный ватт мощности из единственной пары выходных биполярных транзисторов. Такой подход приводит к значительному компромиссу с прогнозируемыми параметрами надежности.

*Статистическая надежность* определяется статистикой отказов, основанной на общей численности электронных компонентов, работающих в предельных режимах. Проще говоря, каждый прибор склонен к выходу из строя. Чем больше приборов в схеме, тем выше вероятность отказа для отдельного компонента. Искусство разработчика УМЗЧ состоит также в том, чтобы авария копеечного элемента не вызвала, подобно падению костяшек домино, выход из строя дорогостоящих выходных транзисторов.

*Долговременный отказ компонента* (отказ компонента после значительного времени работы схемы) может быть результатом нескольких факторов, таких как внутренняя коррозия, внутреннее или внешнее загрязнение, физическое напряжение, тепловой циклический отказ (в мощных приборах), разрушающие импульсы напряжения или тока. Значительная часть аудиофилов имеет необоснованное предубеждение против оборудования УМЗЧ средствами защиты от короткого замыкания. Однако правильно спроектированные системы защиты от короткого замыкания не влияют на

Рис. 1.3. Область безопасной работы биполярного транзистора

качество звучания усилителя мощности, а отказ от их использования может вызвать серьезные проблемы с надежностью и безопасностью эксплуатации УМЗЧ.

На рис. 1.3 приведен график *области безопасной работы* (ОБР, SOA) биполярных транзисторов, из которого видно, что эта область ограничена траекторией вторичного пробоя, максимально допустимой мощностью и предельными значениями тока коллектора и напряжения коллектор-эмиттер.

Потенциальный выход эксплуатационных режимов биполярного транзистора за пределы заштрихованной ОБР резко снижает долговременную и прогнозируемую надежность УМЗЧ. Мы еще вернемся к этому важному вопросу при обсуждении схем защиты выходных каскадов.

# Глава 2

# ЗВУК И ДРУГИЕ

## Субъективизм, наука и звук

*Автору не хотелось посвящать сколь-нибудь существенную часть книги этому вопросу, но почти эпидемический характер распространения «заболевания» среди подрастающего поколения аудиофилов, не «измученных» элементарным образованием, заставляет меня это сделать.*

Как известно, *субъективное отношение* основано на ощущениях, мыслях и чувствах отдельного индивидуума. Хотя наши восприятие и осмысление окружающей действительности и, как результат, поведение, зависят от субъективного отношения, они часто конфликтуют с известными научными фактами. Пример: не так давно, по историческим меркам, люди были уверены, что Земля плоская, стоит на трех китах (или четырех слонах) и вокруг нее вращается Солнце.

В качестве бытового принципа жизни субъективизм является хорошей и понятной позицией. Однако в то время как другие области электроники успешно развивались, и продолжают развиваться на основе *научных* принципов и соответствующих инженерных методов (например, компьютерная техника), индустрия потребительского аудио мучительно страдала от субъективизма. Брошенная на произвол судьбы профессионалами звука, она очутилась в руках амбициозных дилетантов, которыми успешно манипулировали почуявшие сверхприбыль коммерсанты. Тлетворное влияние субъективизма начинает сказываться на полупрофессиональной аппаратуре, что выражается в появлении разного рода ламповых «улучшайзеров» звука.

Субъективисты, подобно большинству политиков, оперируют понятиями, а не физическими законами, поэтому их позиция вызывает немедленный конфликт с любыми попытками создания усилителей с действительно высокими параметрами, так как противоречит иллюзорным, надуманным представлениям о качестве звучания. Не имея устойчивого внутреннего эталона звука, они инстинктивно стремятся к субъективно приятному для них *в данный момент* звучанию.

Масштабное наступление на здравый смысл и научные принципы построения усилителей началось в 1976–1977 годах с нескольких публикаций в аудиофильском журнале *HiFi News* – известном рупоре маргинальных фантазеров. Авторы статей с деланным прискорбием констатировали, что высококачественные УМЗЧ чрезвычайно сложны и трудны для реализации, вследствие чего их почти невозможно построить; отрицательную обратную связь провозгласили абсолютным злом. Лучшие проекты усилителей назвали загадочными, а хорошие результаты – зависящими от антинаучных принципов и очень дорогих методологий. Авторы упорно доказывали, что превосходное звуковоспроизведение содержит массу неизмеримых нюансов, которые невозможно оценить и вообще заметить при помощи измерительного оборудования. В серии публикаций культивировалось презрение к статистическому анализу и превозносилась произвольная форма прослушивания при оценивании характеристик звуковоспроизводящих устройств.

Добросовестными исследователями вскоре была доказана ошибочность мнения о том, что исходный материал звуковой программы содержит неизмеряемые тембральные составляющие. Наиболее известными примерами, возможно, являются метод компенсации Баксандалла (Baxandall. P. Audible Amplifier Distortion Is Not a Mystery, *Wireless World*, November 1997, pp.63–66) и более простой дифференциальный тест Хафлера с непосредственным подключением (Hafler, D. A Listening Test for Amplifier Distortion, *Hi-Fi News and Review*, November 1986, pp.25–29). Оба этих теста используют вычитание усиленного звукового сигнала из того же первоначального сигнала. Отсутствие каких-либо (слышимых) остатков доказывает то, что не существует таинственных, неизмеряемых составляющих. Оба метода могут использоваться и для оценки усилителей.

На рис. 2.1 в качестве примера приведена структурная схема теста Хафлера. При помощи потенциометра производится балансировка амплитуды на выходе испытуемого усилителя У2.

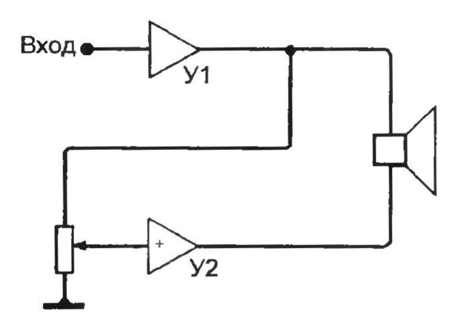



Рис. 2.1 Тест Хафлера

Как правило, субъективисты отрицают объективные измерения характеристик звукового тракта в пользу субъективных впечатлений. Имеется ряд серьезных проблем, связанных с такой формой оценки. Первой, наиболее очевидной, является уникальность восприятия каждого слушателя. Вторая заключается в том, что в любой форме сравнительного анализа должен присутствовать стандарт или *эталон*. До сегодняшнего дня не известен какой-либо стандартный усилитель мощности, используемый для сравнения в этих тестах. Третья проблема состоит в том, что сравнительный анализ требует *единообразия* вспомогательного оборудования и программного материала. Известно, что фантазеры используют при оценивании характеристик усилителей разные типы громкоговорителей, предварительных усилителей и музыкальных программ в самом разном акустическом окружении. Надежные оценки в таких условиях просто невозможны. И, наконец, в большинстве случаев слушателю раскрывают все подробности о тестируемом приборе перед прослушиванием. Т. е. слушатель, вероятно, уже составил мнение о характеристиках усилителя *перед* его оцениванием. Для человека почти невозможно не поддаться влиянию первоначальных суждений.

Чтобы субъективные впечатления были использованы в качестве беспристрастной, т. е. научной методики оценки характеристик усилителя мощности, необходимо наличие группы *эрудированных, тренированных* экспертов разного возраста и пола, а не единственный человек. Стандартная звуковая система (предварительный усилитель, усилитель мощности и акустическая система), выполняющая задачу воспроизведения стандартной аудиопрограммы, должна быть размещена в специально оборудованной, безэховой комнате прослушивания. Эксперты не должны быть информированы о каких-либо параметрах тестируемого прибора, и в процессе разных стадий оценивания они не должны знать, слушают ли они стандартный усилитель (проигрыватель, громкоговоритель и т.п.), или тестируемый прибор. В России (еще с советских времен) существуют рекомендации по проведению так называемого «слепого» теста, разработанные отраслевым экспертным центром оценки качества звучания при питерском ВНИИРПА им. А.С. Попова, есть и соответствующие публикации (IEC268, например) Международной электротехнической комиссии (МЭК). К сожалению, чисто субъективные прослушивания, впечатлениями от которых заполнены страницы аудиофильских журналов, совершенно бесполезны, поскольку они проводятся без каких-либо правил и являются, по сути своей, *скрытой рекламой*.

*Современные компьютеризованные средства анализа аналоговых сигналов позволяют с недостижимой прежде точностью,*

*скоростью и надежностью выявить любые, даже самые минимальные различия в спектральном составе нестационарных звуковых сигналов, прошедших через усилительный тракт. Специальные шумоподобные и периодические сигналы позволяют имитировать наиболее «трудные» электрические аналоги любых натуральных звуков. Если искажения существуют – они неизбежно будут выявлены.*

Столь мощный инструментарий не оставляет места домыслам и заблуждениям. Это обстоятельство пугает сообщество «золотого уха», для которого неприемлема сама возможность *объективной оценки* звукоусилительного тракта, поскольку она перекрывает источник обогащения дилетантов от звукотехники. Глупость и алчность – приводные шестерни субъективизма в мире звука.

Погрешность субъективных впечатлений от прослушивания породила гору лжи в мире звука. Ниже, на основе изложения Рэнди Слоуна, приведены «концепции», поддерживаемые многими фантазерами.

- «Ламповые моноблочные усилители обеспечивают непревзойденное впечатление из-за безупречного качества звучания». В реальности ничто так не далеко от правды. Типовой моноблочный однотактный усилитель на триоде прямого накала обеспечивает выходной сигнал мощностью от 8 до 25 Вт с.к.з. при 2...3% нелинейных искажений (на частоте 1 кГц) и стоит порядка 1500 долл. США. При «слепом» тестировании качество звучания такого усилителя большинство экспертов характеризуют как «ужасное» и «неприемлемое»;
- «качество звучания лампового усилителя напрямую связано с его ценой». Любой здравомыслящий аудиофил понимает, что в призрачном мире hi-end вообще, и в ламповом «hi-end», в особенности, цена и качество звучания не имеют сколь-нибудь отчетливой взаимосвязи;
- «простая ламповая схема с минимальным количеством деталей обеспечивает лучшее звуковое разрешение, чем транзисторная схема, содержащая большее число элементов». Нелепое утверждение: чисто механически сравниваются устройства, работающие на разных физических принципах;
- «моноблочная конструкция (т. е. одноканальный усилитель в отдельном корпусе с собственным источником питания) всегда обеспечивает заметное на слух улучшение звучания». Сомнительно. Основной мотивацией моноблочной конструкции является исключение взаимопроникновения каналов. Гораздо дешевле реализовать многоканальный усилитель в одном корпусе, с единственным источником питания, и при этом достичь необходимое разделение каналов. Для этого, правда, необходима определенная техническая эрудиция;

- «качество звучания усилителя зависит от длины пути прохождения сигнала». Типичный ошибочный тезис пуристов. Выходит, что УМЗЧ, реализованный в небольшом полупроводниковом кристалле, автоматически превосходит любой усилитель на дискретных элементах, тем более ламповый (вспомните размер лампы ГУ-50 или оцените длину провода в выходном трансформаторе!);
- «разные типы металлических проводников в цепи звукового сигнала влияют на качество звучания, причем драгоценные металлы, как правило, золото, наиболее желательны для применения». Коммерческий миф! При использовании металлического проводника, свободного от коррозии и непроводящих загрязнений, тип металла проводника не влияет на качество звучания. Известны публикации, в которых утверждалось, что каждый тип металла с малым удельным сопротивлением (медь, золото, серебро и т.д.) имеет свой «собственный», характерный звук, когда используется в цепи звукового сигнала. Такое утверждение противоречит основам физики;
- «отрицательная обратная связь является необходимым злом; чем больше мы можем ослабить отрицательную обратную связь, тем лучше зазвучит усилитель мощности.» На практике, общая отрицательная обратная связь очень полезна, она улучшает практически все известные характеристики УМЗЧ. Другое дело, что надо *уметь* ее использовать. Разрабатывались хитроумные и сложные схемы с целью ослабить общую отрицательную обратную связь (усилители со следящей связью, схемы с низким разомкнутым коэффициентом усиления, усилители с контурами местной обратной связи и т.д.), но без какого-либо существенного улучшения электроакустических параметров. Кроме того, этим проектам сопутствуют зависимость частотной характеристики от импеданса нагрузки, сильно возросшие искажения и неоправданная сложность.

Подавляющая часть современного скептицизма относительно влияния глубокой отрицательной обратной связи (ООС) была порождена в 1970-х годах эффектом, известным как *динамические (или переходные) интермодуляционные искажения* (DIM, TIM, TID). Концепция DIM развилась из-за непонимания характеристик неадекватно спроектированного входного каскада – *токового голодания* на повышенных частотах и совокупными потерями ООС на высоких частотах (эти проблемы будут обсуждаться далее). Два этих эффекта, накладываясь, дают резкое – с подъемом 18 дБ/октава – увеличение гармонических искажений, что было отмечено во многих публикациях. Такой сильный рост искажений особенно заметен на высокочастотных, импульсных составляющих музыкального сиг-

нала, поэтому он был ошибочно классифицирован как вновь открытый параметр УМЗЧ. Так родился миф о «динамических интермодуляционных искажениях». Было высказано обоснованное подозрение, что высокий (разомкнутый) коэффициент усиления и глубокая ООС виновны в генерации динамических интермодуляционных искажений, поскольку при снижении глубины ООС эти искажения уменьшались (ниже будет описана истинная причина). Но никто не обратил внимание на взаимосвязь этих искажений с другими динамическими параметрами УМЗЧ, хотя в 1985 году австрийский звукоинженер Пауль Шкритек (Paul Skritek) из Венского технического университета предложил простую, но вполне адекватную методику для измерения DIM.

В действительности, ООС чрезвычайно полезна. Чем более глубокой ООС мы можем охватить УМЗЧ без ущерба для его устойчивости, тем лучше усилитель мощности будет выполнять свою функцию практически в каждом из своих показателей. Однако грамотное применение ООС должно быть основано на глубоком знании теории автоматического регулирования в приложении к усилительным схемам. *Пренебрежение теорией приводит к неверной трактовке причин возникновения искажений*, а следовательно к грубым ошибкам в проектировании УМЗЧ.

«Поправки», необходимые для достижения пуристской концепции «чистого» звука, являются весьма дорогостоящими, однако большая часть бытового звукового оборудования приобретается обычными покупателями, которые доверяют профессионалам, призванным дать точные и честные советы о наилучшем звуке за ту сумму денег, которую предполагается истратить. «Замороченный» фантазерами аудиофил, накопив деньги на покупку лампового моноблока, например, Cary CAD-300SEI (3% общих гармонических искажений при выходной мощности 9 Вт с.к.з.) за 3400 долл. США, получает звуковую систему, которая считалась бы убогой даже полвека назад.

Все рекомендации и суждения с точки зрения субъективиста не являются делом «вкуса», как полагают многие. Предположим, вы сконструировали усилитель, обладающий большим уровнем искажений, но гордо заявляете, что «специально подобранный спектр искажений способствует музыкальности (?!) усилителя» (кстати, пример из реальной статьи в популярном журнале). Независимо от того, какое вы выбрали оправдание для своей схемотехнической беспомощности, он так и останется плохим усилителем.

Окрашивание звука всегда должно осуществляться на *линейном уровне*, чтобы его можно было *отключить*. Любой УМЗЧ, демонстрирующий три процента общих гармонических искажений, всегда будет демонстрировать эти 3%, и его характеристика нелинейных ис-

кажений всегда будет *на два-три порядка хуже*, чем у многих современных полупроводниковых усилителей. Имеется широкий выбор устройств *обработки* звуковых сигналов на основе цифровых процессоров обработки сигналов (ЦПОС, DSP) или *аналоговых функциональных преобразователей*, которые моделируют любые акустические предпочтения, включая звук любого лампового усилителя. Поэтому решение купить неприлично дорогой усилитель со скандально большими искажениями не является делом вкуса; это дело неверного заключения на основе ошибочного метода и позиции вмешательства в персональные предпочтения слушателя[5].

*По данным Интернет-опроса, проведенного респектабельным аудиофильским журналом Stereophile в октябре 2000 года, 63% респондентов отнесли себя к субъективистам и только 15% заявили о принадлежности к противоположному лагерю аудиофилов. Борьба с невежеством продолжается, и до победы разума еще далеко.*[6]

## Практика и критерии качества

Впервые автор заинтересовался разработкой звуковой аппаратуры в конце 1960-х годов, когда посещал радиокружок в московском Дворце пионеров на Ленинских (теперь Воробьевых) горах. Тогда считалось, что минимальным уровнем гармонических искажений, определяемых человеческим ухом, является примерно 1%. В первой половине 1970-х годов 0,1% стала магической цифрой для многих производителей, и основная часть потребителей рассматривало меньшие цифры как неуместные. Это было время, когда производители полупроводников наращивали производство высокочастотных мощных биполярных транзисторов на основе кремния, а разработчики усилителей совершенствовали первые высококачественные схемы с ООС. Вокально-инструментальные ансамбли стали очень громкими, побуждая инженеров и производственников проявлять большие усилия для наполнения рынка сверхмощных сценических усилителей.

Резонно, что многие аспекты аудиоиндустрии пришлось стандартизовать под различные требования, определяющие превосходное качество звука, на протяжении последних 30-ти лет. Однако, хотя такие организации как UL (Лаборатория по технике безопасности, США), IEC (Международная электротехническая комиссия), FCC (Федеральная комиссия по связи, США), VDE (Германская электро-

---

[5] О психологии персональных предпочтений см. интересную статью Л.С.Чудновского (МГИМО).

[6] Нейробиологи полагают, что восприятие звука человеком обусловлено уровнем взаимодействия полушарий головного мозга.

техническая комиссия) и наш Госстандарт установили определенные правила, касающиеся потребляемой мощности, излучения и безопасности, жесткие стандарты в области аудио не были определены. Обычно радиолюбители следуют простому правилу «больше значит лучше» в отношении выходной мощности и диапазона частот, «меньше значит лучше» в отношении искажений и шума, и «быстрее значит лучше» – в отношении скорости нарастания.

Для серьезного аудиофила простое численное выражение общих гармонических искажений является неадекватным по нескольким причинам. Во-первых, стандартной частотой для измерения гармонических искажений является 1 кГц. Известно, что в типовой схеме усилителя Лина (Lin, H.C. Transistor Audio Amplifier, *Electronics,* September 1956, p.173) гармонические искажения возрастают по линейному закону примерно со скоростью 6 дБ/октава (при однополюсной коррекции АЧХ). Это означает, что если мы начинаем с 0.1% общих гармонических искажений на 1 кГц, мы можем ожидать, что достигнем значения примерно 1% в конце звукового диапазона (20 кГц). В качестве эмпирического правила принято, что значение искажений на частоте 1кГц возрастет примерно в 10 раз на частоте 20 кГц, и это близко к действительности.

Другим фактором оценивания искажений является *гармонический состав* этих искажений. Вторая гармоника действительно приятна для многих слушателей, добавляя то, что большинство людей называет теплотой или полнотой звучания. (Гармонический состав искажений ламповых усилителей преимущественно второго порядка, что объясняет привязанность к ним субъективистов). Напротив, искажения в виде третьей гармоники неприятны для слуха человека, и эта тендеция, как известно, усугубляется с ростом порядка гармоник. Переходные искажения, следовательно, наносят значительный ущерб качеству звучания, поскольку практически все гармонические искажения, порождаемые в области переключения, – высокого нечетного порядка. Считается, что ухо человека способно замечать искажения высоких порядков лишь до уровня 0,3%. Более того, некоторые авторы утверждают, что для четных гармоник низкого порядка пороговый уровень восприятия составляет более 1%. Это далеко от практики, но, тем не менее, правдоподобной является ситуация, когда один усилитель с относительно высокими искажениями будет превосходить другой усилитель с гораздо более низкими искажениями по той причине, что гармонический состав искажений первого усилителя в основном низкого порядка.

Еще более неприятным является воздействие на человека *интермодуляционных* и *дифференциально-фазовых* искажений (зависимость мгновенной фазы выходного сигнала от амплитуды), ко-

гда паразитные спектральные составляющие появляются не только выше, но и ниже порождающих их основных частот, т. е. во всем звуковом спектре. Например, взаимная модуляция сигналов с частотами 8 и 10 кГц, кроме суммарной частоты 18 кГц, дает нижнюю (но не единственную) разностную частоту 2 кГц, попадающую в диапазон максимальной чувствительности человеческого слуха. *Быстрые изменения фазы сигнала ощущаются как изменения высоты тона*, поэтому спектр музыкального сигнала как бы «размывается», производя не вполне осознанное впечатление «грязного звука» и даже расстроенных инструментов.

Известно, что один и тот же усилитель может иметь чрезвычайно низкий коэффициент общих гармонических искажений (который измеряется на стационарном синусоидальном сигнале), но демонстрировать при этом удручающе высокие интермодуляционные и дифференциально-фазовые искажения. Поэтому при выборе усилителя для прослушивания надо с большой осторожностью ориентироваться только на параметр общих гармонических искажений, особенно если интермодуляционные искажения вообще не упоминаются в спецификации.

Немаловажным фактором является тенденция роста общих гармонических искажений в схемах на биполярных транзисторах при снижении импедансов нагрузок (например, с 8 до 4 Ом). Это обусловлено эффектом падения коэффициента передачи тока в выходных каскадах на биполярных транзисторах (выходные каскады на МОП-транзисторах не подвержены этому эффекту), снижением глубины общей ООС и местной ООС в выходном каскаде и другими факторами, которые будут подробно рассмотрены ниже.

Частотный диапазон легче привести в соответствие стандарту. Считается, что любой УМЗЧ с полосой пропускания по уровню –3 дБ от 3 Гц до 30 кГц является неплохим, а усилитель с полосой пропускания от 3 Гц до 100 кГц – превосходным. Но это если не принимать во внимание фазовые характеристики! На деле, усилитель с полосой пропускания 100 кГц будет иметь линейную фазовую погрешность в звуковом диапазоне частот примерно 10 градусов, что может превышать порог заметности при сравнительном тестировании. Стандарт CD-DA, например, рекомендует вдвое меньшее значение фазовой погрешности коррекции предыскажений.

Практически невозможно привести точные шумовые характеристики УМЗЧ без учета типа корпуса, компоновки источника питания и методов разводки соединений. Если следовать практике грамотного конструирования, почти все описанные в книге схемы должны обеспечить уровень шума не хуже –90 дБ.

В литературе и Интернет существуют разногласия и непонимание относительно скорости нарастания выходного напряжения

УМЗЧ. Концепция скорости нарастания и связанное с ней *условие динамической линейности*, фундаментальное для всех усилителей с ООС, будут обсуждаться позднее.

Мощность УМЗЧ является, безусловно, личным выбором аудиофила, но реальный уровень звукового давления (SPL) зависит от эффективности громкоговорителя в гораздо большей степени, чем от мощностных характеристик усилителя.

Уровень звукового давления определяется относительно примерного порога слышимости 0,0002 мкбар, т. е.

$$SPL = 20\, log\,(10P\,/\,0{,}0002)\ дБ,$$

где $P$ – с.к.з. давления, мкбар, регистрируемое измерительным микрофоном; 1 бар = 100 кПа = 194 дБ SPL. Если разница в стоимости более эффективного и менее эффективного громкоговорителей не столь велика, целесообразно вложить деньги в акустическую систему с бо́льшей отдачей, имея ввиду, что менее чувствительные громкоговорители, как правило, обеспечивают лучшую равномерность частотной характеристики (многие производители акустики выравнивают ее за счет механического и/или электрического демпфирования).

## Лампы и транзисторы

Есть множество причин, по которым многие аудиофилы предпочитают ламповые усилители полупроводниковым. Наиболее известная из них – ламповые усилители производят относительно высокий уровень гармонических искажений второго порядка. В музыкальном отношении вторая гармоника вдвое выше основной частоты, поэтому эти дополнительные составляющие не диссонируют с программным материалом. Эффект от добавления искажений второго порядка на слух напоминает октаву, имитируя ощущение гармоничной полноты и основательности исходного музыкального материала.

В отличие от полупроводниковых приборов вакуумные лампы не переходят в режимы отсечки или насыщения резко. Для слушателя это означает некоторые различия в звучании. Эффекты, обусловленные *перерегулированием* или выбросами высокого уровня, в ламповых схемах (также не свободных от перерегулирования) добавляют весомости основной музыкальной теме, а нелинейность характеристики ламп вблизи ограничения приводит к псевдокомпрессии звукового сигнала. К тому же, это может придать теплое, приятное качество музыкальному материалу, совершенно противоположное тому, которое произошло бы в транзисторной схеме.

Энтузиасты вакуумных ламп часто классифицируют полупроводниковый звук как «жесткий» и «прозрачный», тогда как лампо-

вый звук они называют «теплым». Если продолжить аналогию прозрачного окна в мир, использованную Робертом Харли в своей «Энциклопедии hi-end audio», для характеристики неискаженного звуковоспроизведения, можно сказать, что приверженцы лампового звука вставляют в свои оконные рамы матово-розовое стекло. Но разве можно через такое окно увидеть достоверные очертания, цвета и оттенки окружающего мира?

«Полупроводниковый» звук является прозрачным, и это *именно то*, что необходимо. *Приятный звук – не есть мера качества и достоверности.* В Большом зале Московской консерватории оркестровое форте может звучать неприятно из-за стоячих волн и резонансов, но это нисколько не смущает слушателей. И флейта, и поющая птица издают приятные звуки, но было бы странно, если птичьи трели напоминали бы соло флейты, – резонно замечает Р.Слоун. Хороший звук должен начинаться с неизмененного, адекватного воспроизведения. Среднечастотные инструменты, например, электрогитара, когда они играют через усилитель с большими искажениями второго порядка, будут звучать убедительно (хотя попадался ламповый УМЗЧ, который «превращал» гитару в мандолину). Однако если вы попытаетесь через тот же усилитель воспроизвести звук хорошего концертного рояля, он станет «ватным» и потеряет все нюансы.

Аплодисменты не могут напоминать удары дождевых капель по железной крыше, а в большом симфоническом оркестре не должны «исчезать» инструменты, указанные в партитуре исполняемого произведения (на это обстоятельство указывают профессиональные музыканты при прослушивании некоторых систем, причисляемых к категории hi-end).

При использовании усилителя на концертной эстраде фазовые искажения могут усугубить проблемы регенеративной (акустической) обратной связи. Для предотвращения такой ситуации концертные звукорежиссеры используют специальные устройства, называемые «акустическими барьерами».

Лично автор хочет слушать музыкальный материал *максимально* приближенный к тому виду, в котором его воспринимали студийные звукоинженеры. Если необходимо «подкрасить» оригинальную фонограмму добавлением гармоник второго порядка, это всегда можно выполнить позднее, по своему личному вкусу. Имеются специальные устройства (не очень сложные функциональные преобразователи), спроектированные именно с этой целью.

Некоторые авторы в своих публикациях отмечают, что попытки использования ламповых усилителей в системах окружающего звука приводят к неважным результатам, по сравнению с полупроводниковыми устройствами. Возможно из-за того, что увеличенные ис-

кажения и неравномерность фазовой характеристики, обусловленная выходными трансформаторами, нарушают правильную работу процессоров окружающего звучания.

В беседах со многими приверженцами ламп автору пришлось убедиться, что их любовь к лампам, как к музейным экспонатам – свидетелям ушедшей эпохи, превосходит стремление к нормальному качеству звука. Для многих, главным образом, это – *ностальгическое* влечение.

Многие аудиофилы хотят самостоятельно сделать свое звуковое оборудование. Для начинающих любителей ламповые усилители являются гораздо более легкими в реализации, прощая ошибки монтажа, которые не допускают полупроводниковые усилители. Известно, что простой ламповый УМЗЧ можно реализовать на 9 компонентах. Многие радиолюбители успешно строили ламповые усилители, но терпели неудачи с изготовлением полупроводниковых. Распространен миф, порожденный небрежно сделанными полупроводниковыми УМЗЧ, что последние более подвержены выходу из строя. Для мифа есть основания, но только потому, что некоторые полупроводниковые усилители спроектированы без надлежащих цепей защиты и *с пренебрежением теорией надежности.*

Есть много причин испытывать любовь и признательность к ламповым усилителям – автор также испытывает сходные чувства: его первый УМЗЧ был ламповым. Однако теплые воспоминания не могут ничего поделать с посредственным качеством звучания.

В качестве примера можно привести характеристики, указанные в спецификаци набора для построения лампового усилителя, распространяемого по почте известной торговой фирмой. Усилитель, описанный в журнале *Glass Audio*, март 1996 года, является ламповым трансформаторным стереофоническим усилителем мощности, 95 Вт с.к.з. на канал; розничная цена набора примерно 1100 долл. США. Общие гармонических искажений, по данным производителя, составляют 0,63% на частоте 1 кГц при полной мощности. На частоте 20 Гц максимальная мощность, снижается до 40 Вт, а искажения возрастают до 3%. Максимальная выходная мощность на частоте 10 кГц составляет 84,5 Вт при 2,65% искажений. На частоте 20 кГц ограничение появляется при мощности 66 Вт, а искажения возрастают до 5,6%. По современным стандартам оценки точности звучания, – совсем неважный усилитель. Учтите, что такое качество – выше среднего, по сравнению с другими ламповыми усилителями (особенно однотактными моноблоками).

Хотя измерения общих гармонических искажений и полосы пропускания являются важными при оценке качества звучания, есть и принципиальные соображения, связанные с ламповыми усилителями:

- реактивная природа выходного трансформатора в ламповых

усилителях обусловливает значительные фазовые сдвиги в звуковом сигнале, особенно на краях звукового диапазона частот;

- поскольку трансформатор является нелинейным элементом с распределенными параметрами, то при охвате лампового усилителя общей ООС, он превращается в модулирующий гребенчатый фильтр звуковых частот;
- ламповые усилители неадекватно воспроизводят импульсные сигналы и переходные процессы (вследствие указанных выше причин);
- в природе не существует ламп противоположной проводимости, что делает невозможным построение полностью симметричных, «зеркальных» схем, свободных от четных гармоник;
- низкая крутизна вольт-амперной характеристики (ВАХ) ламп не позволяет реализовывать усилительные каскады с большим коэффициентом усиления и/или малым выходным сопротивлением, а также высококачественные бестрансформаторные усилители (с небольшим числом усилительных каскадов);
- ввиду больших геометрических размеров, лампы уступают современным транзисторам по динамическим характеристикам, что не позволяет реализовать достаточно широкополосный (даже бестрансформаторный) ламповый усилитель;
- импеданс громкоговорителя должен быть согласован с отводами на выходном трансформаторе, и большинство ламповых усилителей не универсальны при работе на широкий диапазон нагрузок;
- ламповые усилители имеют очень низкий к.п.д. из-за необходимости подогрева нитей накала;
- ламповые усилители демонстрируют меньшую надежность, чем хорошо спроектированные полупроводниковые устройства и более подвержены процессам старения компонентов из-за циклического перепада температур, а также потери эмиссии;
- высокое выходное сопротивление ламповых трансформаторных УМЗЧ (обычно более 0,5 Ом, что сравнимо с тепловой девиацией сопротивления катушки электродинамического громкоговорителя) определяет низкое значение демпинг-фактора, что является причиной ухудшения демпфирования паразитных колебаний в громкоговорителях и нарушает работу разделительных фильтров в многополосных акустических системах.

Среди аудиофилов распространен миф, что надлежащая схема защиты от короткого замыкания в полупроводниковом усилителе вредно влияет на качество звука. По этой причине многие hi-end усилители мощности проектировались без средств защиты от короткого замыкания. Если мощный ламповый усилитель мог без

ущерба перенести короткое замыкание в течение нескольких минут, то выходной каскад полупроводникового устройства выходил из строя мгновенно. Усугубляя проблему, многие производители разрабатывали полупроводниковые усилители таким образом, что выходные приборы обычно работали близко к своим максимальным параметрам (один из методов снижения себестоимости). Такой подход гарантирует плохую надежность и нанес много незаслуженного вреда репутации полупроводниковых усилителей.

Из года в год одни и те же разработчики демонстрируют на выставке «Российский Hi-End» (МТУСИ) посредственные, по любым объективным параметрам, ламповые усилители. Большинство «улучшений», сделанных за отчетный период, касаются типа использованных ламп (из набора, известного последние 50 лет) и/или года их выпуска, небольшого изменения режима работы, марки разделительного или блокировочного конденсатора, очередного «особенного» трансформатора или дросселя в цепи питания; все конструктивные и схемотехнические варианты давно исчерпаны. К сожалению, «усовершенствование» лампового УМЗЧ – такое же бессмысленное занятие, как ускорение работы механического арифмометра: он никогда не сможет работать быстрее и точнее простого электронного калькулятора.

В заключение следует привести интересное наблюдение, о котором упоминают некоторые авторы. Вполне объяснимо, что инженеры, работающие со звуком в студиях звукозаписи, платят большие деньги за самое лучшее звуковое оборудование, поскольку их заработок зависит от высочайшего качества звука, достижимого за любую цену. Если бы ламповые усилители обеспечивали более высокое качество звучания, чем транзисторные, все известные в мире студии звукозаписи были бы уставлены ламповыми усилителями. В действительности, за исключением гитарного лампового комбика, вы не услышите ламповых УМЗЧ в приличных студиях звукозаписи.

## Причуды рынка

Функцией отдела маркетинга во многих производственных компаниях является определение того, что именно хочет купить основная часть потенциальных потребителей выпускаемой продукции. Индустрия звука также прошла через множество причуд за последние десятилетия относительного процветания. В разное время на рынок активно продвигались и пайка серебром, и позолоченые шасси, и экзотические режимы выходных каскадов, и даже аналоговая квадрафония. В целом, произодители hi-end оборудования не проявляют чрезмерного интереса к такого рода фантазиям. Основной целью является *продавать* свои изделия и оставаться конку-

рентоспособными. Лишь очень немногие фантазии приводят к научно обоснованному улучшению качества.

Никто, например, технически корректно не сравнивал УМЗЧ с серебряными пайками, с *таким же точно* аппаратом, смонтированным при помощи обыкновенного припоя на основе олова и свинца, а сколько бумаги исписано на эту тему? Другой пример. В одном из «престижных» УМЗЧ датской фирмы Densen, «для улучшения звуковых характеристик» (см. www.densen.dk) каждый эмиттерный резистор в цепи мощного транзистора выходного каскада состоит из 12 прецизионных (0,1%) резисторов, в общей сложности 96 (!) резисторов на канал. Такой вот незатейливый маркетинг!

Невероятно агрессивна реклама производителей кабелей и разного рода «аудиопринадлежностей» (вроде зеленого фломастера для «улучшения звучания» компакт-дисков), так как в этом виде бизнеса наиболее высока норма прибыли (до 1000%, по данным www.hi-endaudio.com).

Система свободного предпринимательства и конкуренция за благосклонность покупателей, в идеале, должны снижать цены, повышать качество и способствовать прогрессу инженерной науки. Поэтому, с точки зрения грамотного звукоинженера, надо понимать разницу между фантазиями, представляющими реальное улучшение параметров, и причудами, в большинстве своем бессмыслеными, но вызывающими удорожание изделий.

Ниже приведен перечень наиболее общих практических рекомендаций, взятый, с существенными поправками и дополнениями, из книги Р.Слоуна.

1. Правильно спроектированный УМЗЧ должен демонстрировать очень низкий шум без применения дорогостоящих малошумящих резисторов. Применение точных (допуск 1% и лучше) резисторов желательно в цепях, устанавливающих коэффициент передачи, чтобы обеспечить разбаланс каналов стереоусилителя не хуже 0,5 дБ. Резистор общей ООС должен иметь мощность не менее 0,25 Вт и небольшой температурный коэффициент сопротивления, чтобы не допустить возникновения *интермодуляционных искажений* из-за тепловой девиации коэффициента передачи усилителя. (На резисторе сопротивлением 22 кОм при выходном напряжении ±45 В может рассеиваться мощность порядка 100 мВт). Низкая паразитная индуктивность резисторов ООС способствует повышению устойчивости широкополосных УМЗЧ. (По этой причине недопустимо применение проволочных резисторов.) Из отечественных резисторов можно использовать С2-23, С2-29В, С5-61 (металлопленочные – са-

мые лучшие и самые дорогие).

2. Влияние конструкции конденсаторов почти всегда преувеличено. В схемах усилителей высокой мощности целесообразно использовать металлопленочные полипропиленовые или полистирольные конденсаторы для развязки входных каскадов по постоянному току из-за их высокой надежности (любое постоянное напряжение, приложенное ко входу УМЗЧ, может привести к повреждению громкоговорителей). В усилителях меньшей мощности целесообразно использовать танталовые или *высоковольтные* алюминиевые конденсаторы, включенные последовательно одноименными полюсами друг к другу, т. е. по неполярной схеме, с 10-кратным запасом по емкости (для минимизации «конденсаторных» искажений на низких частотах). Не существует сколь-нибудь заметной разницы между пленочными конденсаторами от известных производителей и более дешевыми конденсаторами того же типа от менее известных фирм, например, отечественными К73-17.

3. В схемах источников питания экранирование Ш-образных трансформаторов приводит к примерно такому же результату, как использование тороидальных трансформаторов. Целесообразно использовать тороидальные силовые трансформаторы, учитывая их меньший вес и пониженное электромагнитное излучение.

4. Емкость накопительных конденсаторов в источнике питания может не быть столь большой, как во многих экзотических конструкциях УМЗЧ. Известно эмпирическое правило: минимум 1000 мкФ емкости примерно на каждые 10 Вт выходной мощности, на каждое напряжение питания (для УМЗЧ мощностью более 50 Вт с.к.з.). Таким образом, два накопительных конденсатора (для положительного и отрицательного напряжений питания), требуемых для 100-ваттного с.к.з. УМЗЧ, будут примерно по 10000 мкФ каждый. Максимализм в этой области приводит к реальным проблемам с надежностью, обусловленным опасными бросками тока в питающей сети при включении усилителя.

5. На протяжении многих лет многие аудиофилы неодобрительно относились к установке контактов реле или плавких предохранителей в сигнальный тракт. В некоторых схемах усилителей предохранители были установлены в шинах питания, таким образом отпадала необходимость установки защитного предохранителя в выходной цепи. Однако аргумент, что предохранители защиты громкоговорителя влияют на демпинг-фактор, ухудшая качество звучания, недостаточно обоснован. Для большинства УМЗЧ качественные электромеханические реле являются оптимальным методом защиты громкоговорителей от

напряжений постоянного тока, обеспечивая недорогую и универсальную защиту от аварий без внесения искажений и дополнительных затрат мощности.

6. Межблочные и акустические кабели постоянно находятся в центре нездорового внимания аудиофилов из-за настойчивой рекламы. Хороший кабель для громкоговорителя должен быть в меру жестким и способным проводить большой ток с пренебрежимыми резистивными потерями. По сравнению с обычными акустическими кабелями (стоимостью 2 – 3 долл. США за метр), дорогие кабели с *малой погонной реактивностью* не могут существенно повлиять на восприятие звука в составе домашней стереосистемы. Только в экстремальной ситуации, т. е. в большой промышленной или вещательной звуковой системе, кабели с низкой погонной реактивностью могут иметь сколь-нибудь заметное преимущество. И даже в этом случае длина кабелей должна быть достаточно большой.

# Глава 3

# СХЕМОТЕХНИКА УМЗЧ

## Основные структурные схемы УМЗЧ

Существуют несколько структурных схем или *топологий* УМЗЧ, которых придерживаются конструкторы. Много экспериментов и исследований было проведено для определения наилучшей структуры звукового усилителя, и одной из таких топологий, без сомнения, является трехкаскадная схема, разработанная Лином на фирме RCA еще в 1956 году.

На рис. 3.1 приведена упрощенная трехкаскадная схема Лина. Преимуществом такой концепции построения схемы является разделение элементарных функций всех каскадов, что позволяет целенаправленно управлять различными характеристиками усилителя. По данной топологи Лина реализовано, вероятно, 90% всех полупроводниковых УМЗЧ. (Дуглас Селф говорит даже о 98%).

Первый каскад схемы рис. 3.1 является *усилителем – преобразователем проводимости* (т. е. преобразует напряжение в ток). Он буферизует, усиливает входной сигнал и преобразует его в пропорциональный ток, приложенный к низкому входному сопротивлению второго каскада. Первый каскад усилителей практически всегда является дифференциальным, что обеспечивает инвертирующий вход для ООС и относительно высокое подавление пульсаций питающего напряжения. Первый каскад обычно называется *входным каскадом*.

Второй каскад является *усилителем – преобразователем сопротивления* (т. е. преобразует ток в напряжение). Он получает токовый сигнал от входного каскада и преобразует его в напряжение сигнала высокого уровня, обеспечивая частотную коррекцию, требуемую для устойчивости усилителя с ООС. По сути, второй каскад обеспечивает большую глубину ООС, и это свойство значительно повышает линейность усиления (терминология ООС будет обсуждаться ниже). Второй каскад обычно называется *каскадом усиления напряжения* (КУН).

Третий каскад усилителя рис. 3.1, или *выходной каскад* (ВК), является *усилителем тока*.

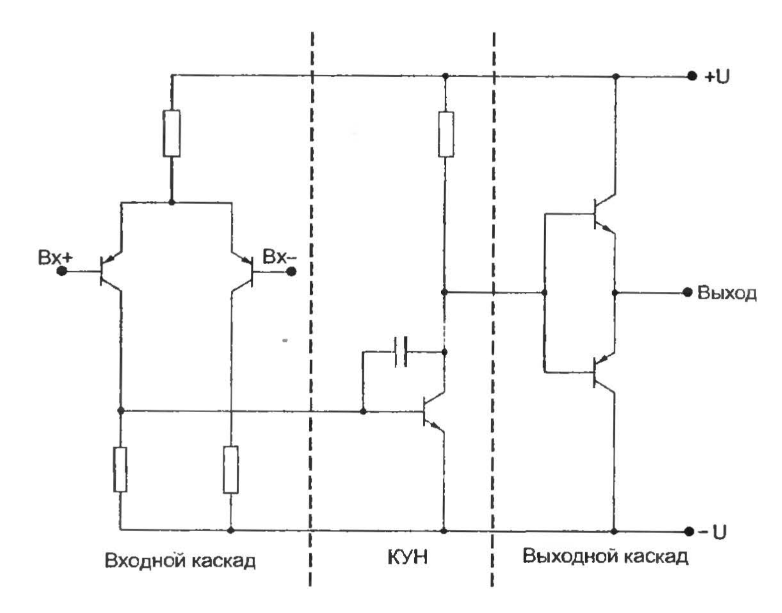



Рис. 3.1. Упрощенная схема усилителя Лина:
КУН – каскад усиления напряжения

Он принимает высоковольтный сигнал от КУН и обеспечивает коэффициент усиления около единицы при большом выходном токе в нагрузке. Третий каскад обычно является двухтактным усилителем с общим коллектором, существуют и другие варианты реализации.

Основным недостатком схемы Лина, в том каноническом виде, как она описана выше, является недостаточный коэффициент усиления без ООС (так называемого *разомкнутого* усиления) при не слишком высоких значениях скорости нарастания выходного сигнала и полосе пропускания. Поэтому предпринималось множество попыток ее усовершенствования, о которых будет рассказано позднее, по ходу обсуждения конкретных схем. По топологии Лина и ее вариациям реализована значительная часть интегральных операционных усилителей (ИОУ) *широкого применения*, что свидетельствует о ее универсальности. Но операционые усилители являются приборами, предназначенными для решения самых разнообразных задач (поэтому они и называются операционными), а УМЗЧ должен решать только одну: высококачественного линейного усиления с *фиксированным* коэффициентом передачи при *минимуме* любых искажений. Исследования Д. Е. Полонникова показали, что для решения данной задачи топология Лина неоптимальна.

Вторую (по широте распространения) разновидность УМЗЧ представляют устройства на основе буферизованного интегрально-

го операционного усилителя (ИОУ), который призван восполнить недостаток разомкнутого усиления. На рис. 3.2 приведена типовая структурная схема такого УМЗЧ.

В этих устройствах ИОУ совмещает функции входного каскада и КУН. Определенную проблему при реализации УМЗЧ такого типа представляет недостаточный, для достижения приемлемой выходной мощности, размах выходного сигнала стандартного ИОУ, – обычно не более ±14 В при стандартном напряжении питания ±15 В, что, с учетом потерь в выходном каскаде, соответствует примерно 20 Вт с.к.з. при нагрузке 4 Ом (для многих ламповых усилителей стоимостью в тысячи долларов США недоступна и такая мощность). На высоких частотах, при коэффициенте передачи УМЗЧ более 10 В/В (20 дБ), усилительных и динамических свойств большинства ИОУ для компенсации нелинейности выходного каскада при реальных нагрузках уже не хватает. Поэтому приходится добавлять еще один КУН, как показано на рис. 3.3 и рис. 3.4, либо использовать выходной каскад с усилением по напряжению, как показано на рис. 3.5, что, в любом случае, порождает проблемы с устойчивостью УМЗЧ, которые будут затронуты позже.

Схема, изображенная на рис. 3.4, требует некоторых пояснений. Значения напряжений ± U, «фиксирующих» базы соответствующих комплементарных транзисторов, примерно равны номинальным питающим напряжениям ИОУ. Поэтому напряжения питания ±U всего УМЗЧ, а, следовательно, и выходная мощность, могут быть существенно выше.

Сопротивление нагрузки собственно ИОУ выбирается достаточно малым (но не вызывающим срабатывания встроенных ограничителей тока), чтобы обеспечить режим работы выходного каскада, близкий к минимальной нагрузке, иначе передаточная проводимость ИОУ, приведенная к цепям его питания, будет невелика. Подобные схемы согласования ИОУ и КУН по цепям питания ИОУ одно время широко публиковались. Однако, кроме повышения статических параметров (уменьшения напряжения смещения, шума и помех), они не обеспечивают сколь-нибудь заметных преимуществ по сравнению с типовой топологией Лина.

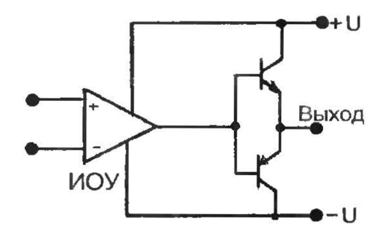



Рис. 3.2. УМЗЧ на основе ИОУ

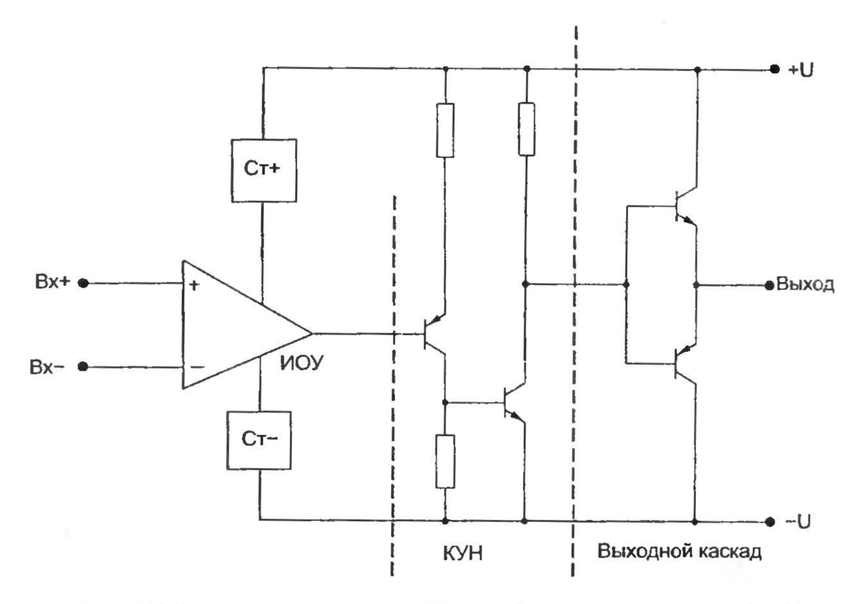



Рис. 3.3. Усилитель мощности звуковой частоты на основе ИОУ с промежуточным КУН

Основной проблемой усилителей мощности на основе ИОУ с дополнительным КУН является, как ни парадоксально, избыток разомкнутого усиления по напряжению при недостаточной полосе пропускания и большом фазовом сдвиге, что вынуждает усложнять частотную и фазовую коррекцию, а также использовать местные ООС для снижения усиления и расширения полосы пропускания.

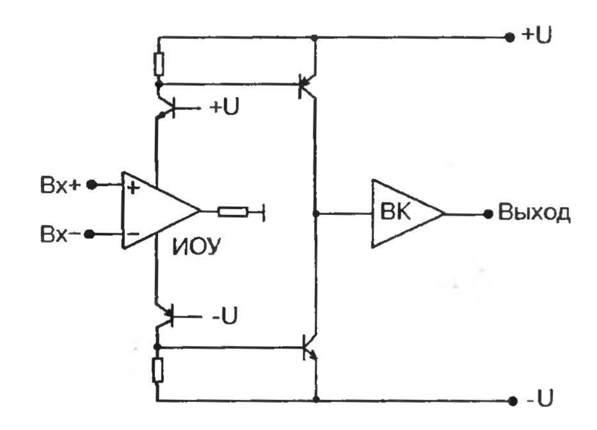



Рис. 3.4. Усилитель мощности звуковой частоты на основе ИОУ и согласованием с КУН через цепи питания

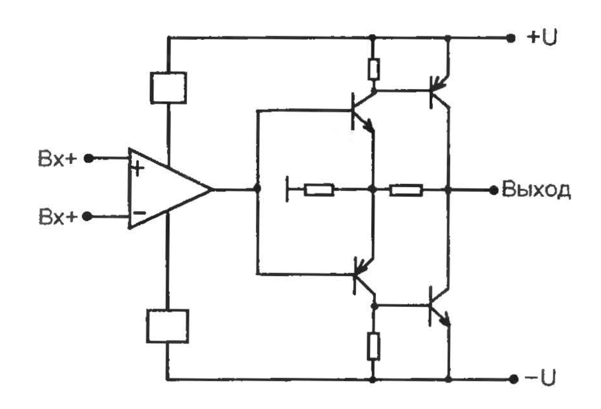



Рис. 3.5. Усилитель мощности звуковой частоты на основе ИОУ и выходным каскадом с усилением по напряжению

В результате усовершенствование схем УМЗЧ за счет применения ИОУ часто превращается в банальное усложнение, без какого-либо прироста качественных показателей.

На рис. 3.6 приведена структурная схема *усилителя с параллельным высокочастотным каналом усиления*, реализованная на основе идеи, предложенной Бакерфилдом (Buckerfield P.S.) в 1952 году.

В своих монографиях Д. Е. Полонников показал, что именно такая топология является оптимальной для снижения всех видов искажений (в широкой полосе частот) в линейных (масштабных) усилителях с *фиксированным* коэффициентом передачи.

В качестве низкочастотного (НЧ) канала обычно используется ИОУ, в качестве высокочастотного (ВЧ) – истоковый повторитель

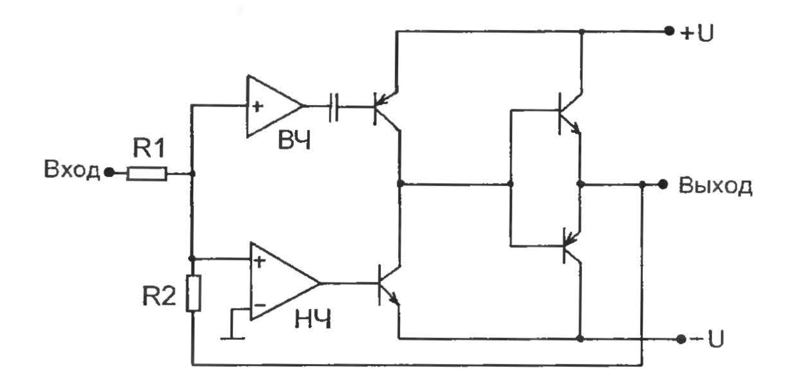



Рис. 3.6. Усилитель мощности звуковой частоты с параллельным высокочастотным каналом усиления

напряжения. В реальной схеме выходные сигналы обоих каналов поступают, естественно, на оба плеча КУН. Коэффициент передачи усилителя равен отношению сопротивлений резисторов R2/R1. Усилитель инвертирует сигнал, но, полагаю, это нельзя считать недостатком, поскольку всегда можно пометить соответствующим образом выходные зажимы усилителя мощности.

Благодаря разделению фунций каналов усиления, в этой структуре можно получить очень большое разомкнутое усиление в звуковом диапазоне частот без снижения устойчивости при любых разумных значениях скорости нарастания выходного напряжения и полосы пропускания, а следовательно – *исчезающе малые искажения всех видов*.

## Отрицательная обратная связь

Кратко напомним, что такое отрицательная обратная связь, и как она работает.

На рис. 3.7 показан усилитель с обратной связью. Знак минус обозначает операцию вычитания части выходного сигнала из входного сигнала, $K_у$ – коэффициент усиления усилителя, $K_{оос}$ – коэффициент обратной связи. Таким образом, *коэффициент передачи* усилителя с ООС описывается выражением $K_п = K_у \; / \; (1 + K_у K_{оос})$, с учетом знака обратной связи. Произведение $K_у \, K_{оос}$, пренебрегая единицей, иногда называют *глубиной (отрицательной) обратной связи*, иногда – усилением по петле ООС или *петлевым усилением*.

Ничего сверхъестественного и таинственного в принципе работы ООС нет. Часть (искаженного) выходного сигнала усилителя, определяемая значением $K_{оос}$, подается обратно на его вход, где вычитается из входного сигнала; разность, называемая *сигналом ошибки*, подается обратно на усилитель, компенсируя возникшие искажения (за счет уменьшения выходного сигнала). Чем больше значения $K_{оос}$ и $K_у$, т. е. меньше *коэффициент передачи* и больше коэффициент

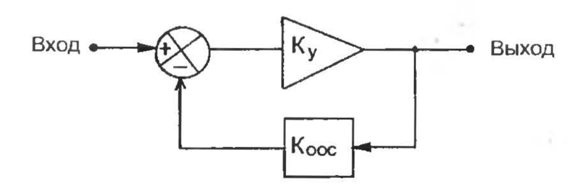



Рис. 3.7. Принцип общей отрицательной обратной связи в усилителе

усиления, тем точнее компенсация, т. е. выше степень соответствия входного и выходного сигналов, и, соответственно, меньше искажения.

На рис. 3.8 приведен упрощенный график амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) усилителя (называемый диаграммой Боде, предложившего откладывать по осям модуль коэффициента усиления и частоту в логарифмическом масштабе), на котором можно более наглядно показать влияние ООС на свойства усилителя. Логарифмический масштаб диаграммы Боде удобен еще и тем, что результирующую АЧХ нескольких каскадов усиления можно оценить простым геометрическим сложением высоты графиков их АЧХ при помощи измерителя, поскольку операция умножения модулей коэффициентов усиления эквивалентна сложению их логарифмов (принцип работы логарифмической линейки).

Видно, что введение ООС уменьшает значение коэффициента усиления до значения коэффициента передачи и расширяет полосу пропускания от частоты *полюса* $f_п$ до значения $f_в$, т. е. частота полюса является верхней частотой полосы пропускания усилителя до приложения ООС. Частота, при которой модуль коэффициента усиления равен 1, называется *частотой среза* $f_{ср}$. Нелинейные искажения, по сравнению с усилителем без ООС, уменьшаются только в полосе частот до $f_в$, причем на каждой частоте – по-разному, пропорционально петлевому усилению, поскольку $K_у$ зависит от частоты[7].

С точки зрения теории автоматического регулирования, частота $f_в$ называется *частотой среза по контуру ООС* – $f_{ср.оос}$, которая является одним из параметров, входящих в условие динамической линейности.

Нетрудно догадаться, что работа ООС напрямую зависит от того, *насколько быстро* сигнал ошибки окажется на входе усилителя, т. е. от *быстродействия* усилителя. Если оно недостаточно, то на определенной частоте, где коэффициент усиления $K_у$ еще превосходит 1 (т. е. ниже частоты среза $f_{ср}$), может возникнуть ситуация, при которой сигнал запоздает настолько, что не вычтется из входного сигнала, а сложится с ним, т. е. отрицательная обратная связь станет положительной. Это приведет к незатухающим колебаниям на данной частоте, проще говоря, к генерации.

Способность усилителя с ООС не попадать в такие, очень неприятные ситуации, при изменении внешних условий в оговоренных пределах, называется *устойчивостью*.

---

[7] Строго говоря, $K = K(j\omega)$, где $\omega = 2\pi f$ – круговая частота сигнала.

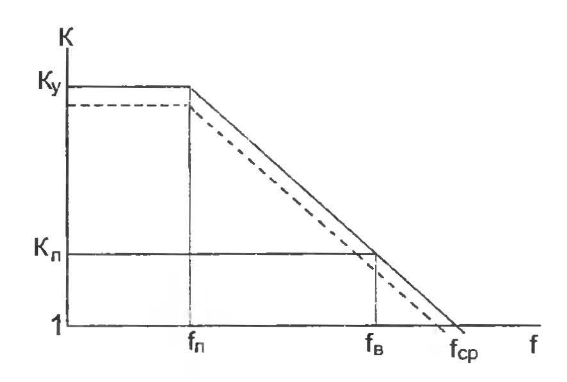



Рис. 3.8. Амплитудно-частотная характеристика усилителя с отрицательной обратной связью

Коэффициент усиления $К_у$ зависит от нагрузки (штриховая линия на рис. 3.8), в основном из-за того, что выходное сопротивление собственно выходного каскада усилителя имеет ненулевое значение. Поэтому при подключении нагрузки некоторые параметры усилителя изменяются в худшую сторону. Однако выходное сопротивление усилителя, охваченного общей ООС, всегда снижается пропорционально петлевому усилению.

В 1920-х годах бурное развитие телефонии, электромеханической звукозаписи, радиовещания и звукового кино требовало резкого повышения качественных показателей усилительной техники: снижения нелинейных искажений, повышения мощности и равномерности АЧХ в полосе пропускания. Впервые ООС была использована с целью снижения искажений в усилителе на электронных лампах американским инженером Гарольдом Блэком (Harold S. Black) в 1927 году, когда он работал в исследовательской лаборатории фирмы Bell. Результаты своей работы он обобщил в статье *Stabilized Feed-Back Amplifiers* (*Усилители, стабилизированные при помощи обратной связи*), опубликованной в журнале *Electrical Engineering* в январе 1934 года. С этого времени ООС навсегда стала безотказным инструментом грамотных инженеров – разработчиков усилительной техники.

На рис. 3.9 поясняется методология ООС в приложении к усилителям мощности. Обсуждавшаяся выше трехкаскадная архитектура Лина обозначена тремя усилителями, соответственно У1 (входной каскад), У2 (каскад усиления напряжения) и У3 (выходной каскад).

Верхняя схема рис. 3.9 иллюстрирует способ приложения общей ООС *последовательного* типа (сигнал ООС поступает на вход по-

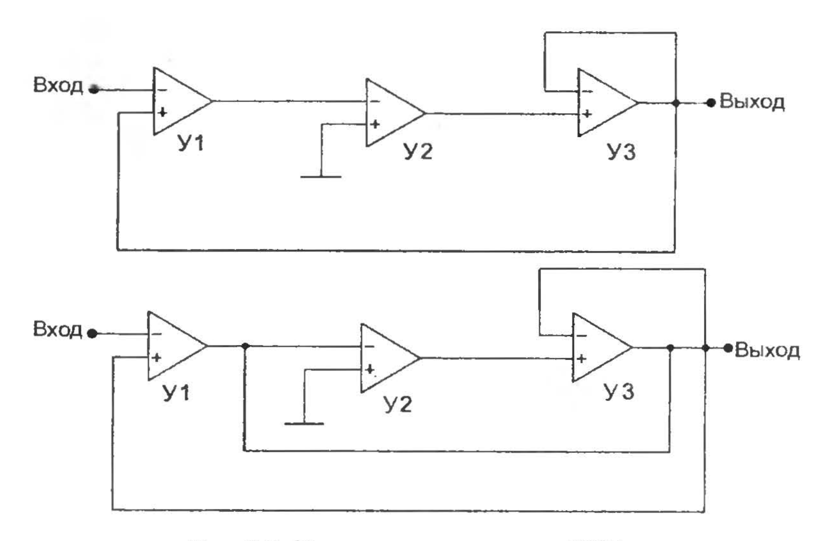



Рис. 3.9. Методы использования ООС

следовательно с входным сигналом), при этом усилитель не инвертирует входной сигнал (не изменяет его полярность). Последовательная ООС повышает входное сопротивление; любой эмиттерный повторитель (схема с общим коллектором, ОК) представляет собой усилитель со 100 %-ной последовательной ООС. Сопротивление в цепи эмиттера транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером (ОЭ), образует последовательную ООС в усилительном каскаде, при этом снижается усиление, расширяется полоса пропускания и улучшается термостабильность. Поскольку выходной каскад У3 обычно является повторителем напряжения, на обеих схемах, представленных на рис. 3.9, он показан в виде усилителя со 100 %-ной *местной* ООС.

Нижняя схема рис. 3.9 иллюстрирует метод, при котором часть выходного сигнала возвращается на входы двух каскадов, формируя несколько петель обратной связи. ООС на вход У2 называется *вложенной* (поскольку она находится внутри контура другой ООС), а тип обратной связи, использованный в данном случае, – *многопетлевым;* он иногда используется в УМЗЧ на основе ИОУ с дополнительным КУН.

В структуре усилителя с параллельными каналами усиления используется общая ООС *параллельного* типа (сигнал ООС поступает на вход усилителя параллельно с входным сигналом), при которой происходит инверсия полярности выходного сигнала по отношению к входному (см.рис. 3.7). Как будет показано ниже, инвертирующее включение позволяет избежать некоторых видов искажений, возникающих во входном дифференциальном каскаде УМЗЧ при большом синфазном сигнале (оно может быть полезно и для схемы Лина).

## Типовая схема на основе топологии Лина

На примере рассмотрения типовой схемы УМЗЧ (рис. 3.10), реализованной на основе топологии Лина, проанализируем некоторые особенности реализации и функционирования ее отдельных узлов, которые также используются и в других структурных схемах УМЗЧ, в том числе каскад усиления напряжения и выходной каскад.

При оптимальной установке начального тока выходного каскада и номинале конденсатора частотной коррекции $C_{кор}$ = 51 пФ, а также R1 = R5 = 22 кОм, R4 = 1 кОм, такой УМЗЧ обеспечивает общие гармонические искажения (THD) не более 1% в звуковом диапазоне частот, причем выше частоты 1 кГц значение искажений практически учетверяется на каждую октаву прироста частоты сигнала. На рис. 3.11 приведен график изменения общих гармонических искажений УМЗЧ в зависимости от частоты.

Интермодуляционные искажения данного типового усилителя могут быть до 3%, в зависимости от методики измерения. Понятно, что такие параметры не удовлетворяют критериям высококачественного звуковоспроизведения. На примере подобных УМЗЧ вполне можно демонстрировать широко обсуждавшийся в радиолюбительской литературе феномен так называемого «транзисторного звучания».

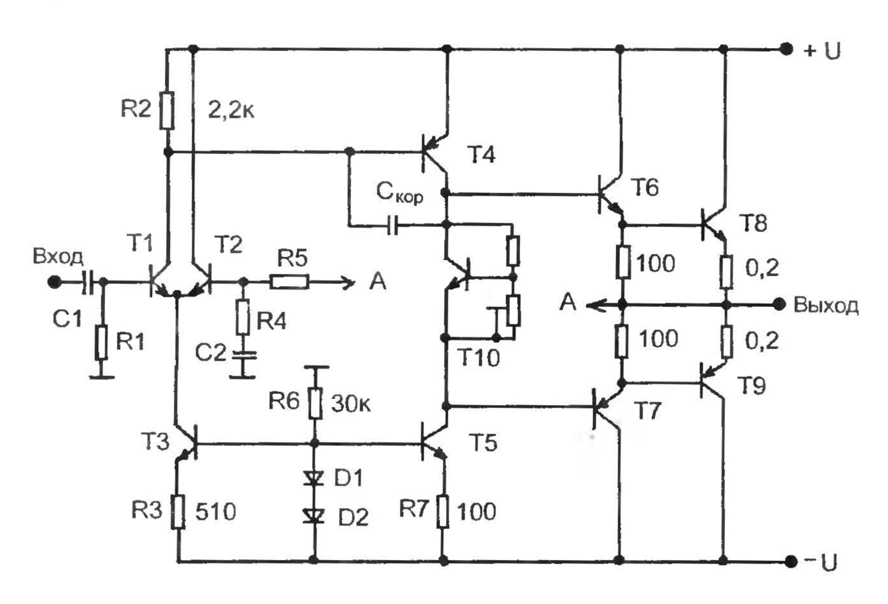



Рис. 3.10. Типовая схема УМЗЧ



3—3558

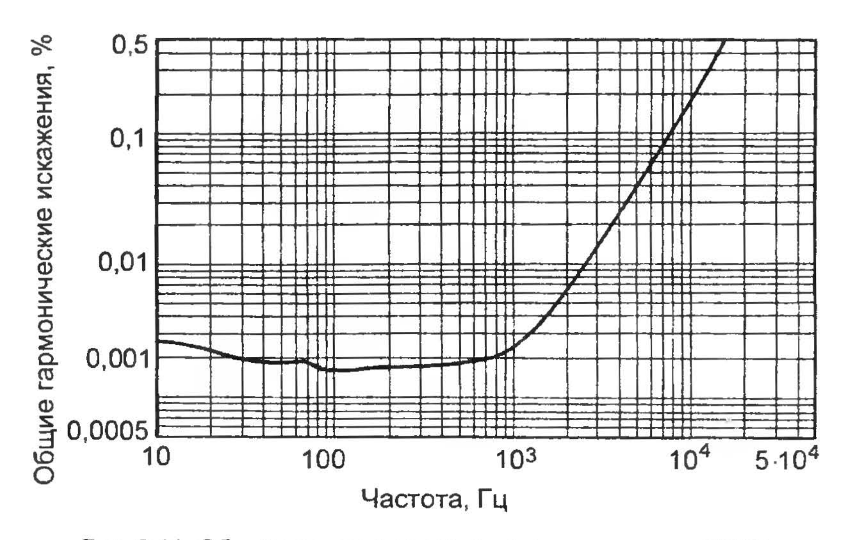



Рис. 3.11. Общие гармонические искажения типового УМЗЧ в зависимости от частоты

## Полоса пропускания по низкой частоте

Полоса пропускания усилителя со стороны нижних частот $f_н$ определяется постоянными времени R1C1 и R4C2, причем вторая постоянная времени не намного больше, несмотря на то, что в качестве C2 обычно используется электролитический конденсатор (номинал R4 реально не превышает 1 кОм). Блокировочный конденсатор C2 обеспечивает 100%-ную ООС по постоянному току (усилителю звуковой частоты не нужно усиливать постоянное напряжение); для минимизации постоянной составляющей на выходе усилителя также желательно, чтобы R1 = R5. Значение $f_н$ для входной цепи усилителя по уровню минус 3 дБ можно рассчитать по формуле $f_н = 1/2\pi R1C1$. Для номинала конденсатора в микрофарадах (мк) и резистора в килоомах (кОм) значение полосы пропускания в герцах (Гц) будет равно примерно 160/RC. Максимальный номинал пленочного[8] конденсатора типа К73-17 приемлемого для печатного монтажа размера составляет 4,7 мкФ (63 В), тогда нижняя граница полосы пропускания входной цепи при указанном значении резистора R1 (определяющего также и *входное сопротивление* усилителя), будет равна 160/4,7 x 22= 1,55 Гц. При ра-

[8] По соображениям надежности и минимизации так называемых «конденсаторных» искажений (о них позже).

зумном значении номиналов C2 = 100 мкФ и R4 = 1 кОм две постоянные времени будут примерно равны и наложатся друг на друга, тогда полоса пропускания всего усилителя будет не ниже 3 Гц. Это значение, на мой взгляд, и является оптимальным для УМЗЧ.

Коэффициент передачи $K_п$ усилителя по переменному току равен (R5 + R4)/R4 и при указанных номналах составляет 23 В/В или $20\lg K_п \approx 27{,}2$ дБ.

## Генераторы стабильного тока

На транзисторах Т3 и Т5 реализованы *генераторы стабильного тока* (ГСТ), являющиеся одним из основных узлов практически любой усилительной схемы. ГСТ обычно используются для запитывания точки соединения эмиттеров входного дифференциального каскада (Т3), повышая стабильность, быстродействие, усиление, подавление синфазного сигнала и помех по цепям питания по сравнению с пассивным (резистивным) квазигенератором тока. Генератор стабильного тока также является идеальной коллекторной нагрузкой (Т5) в каскадах усиления напряжения (КУН).

Следует отметить, что при использовании общей ООС параллельного типа база транзистора Т1 входного каскада заземляется, а входной сигнал подается на нижнюю (по схеме) обкладку конденсатора C2 (см. рис. 3.10). В этом случае необходимость в активном ГСТ на транзисторе Т3 в принципе отпадает, поскольку напряжение в точке соединения эмиттеров дифференциального каскада фиксируется на уровне примерно –0,7 В ввиду отсутствия синфазной составляющей на базах транзисторов Т1 и Т2. Замена ГСТ постоянным резистором в таком случае практически не влияет на динамические свойства каскада.

Два прямосмещенных диода D1, D2 используются в качестве источника опорного напряжения или стабилитрона. Ток через диоды (желательно не менее 1 мА) обеспечивает резистор R6. Падение напряжения на последовательно соединенных диодах, составляющее примерно 1,34 В, приложено к база-эмиттерному переходу транзистора Т3 (Т5) и токозадающему резистору R3 (R7), включенным последовательно. Падение напряжения на эмиттерном переходе Т1 компенсируется смещением на одном из диодов, поэтому напряжение 0,67 В приложено к резистору R3 (R7), что задает постоянный ток эмиттера Т3 (Т5) равным примерно 1,3 (6,7) мА. Таким образом, ток коллектора транзистора ГСТ поддерживается на заданном уровне в пределах, определяемых коэффициентом передачи тока транзистора ($\beta = h_{21э}$) и напряжением на его переходе коллектор-база.

Дифференциальное (динамическое) выходное сопротивление

простого ГСТ в определенных пределах напряжения и тока коллектора пропорционально эмиттерному сопротивлению R3 (R7). Его значение можно оценить, как статическое сопротивление коллектор-эмиттер в схеме с ОЭ, умноженное на $\beta$. Например, для R3 = =510 Ом и $\beta$=100 дифференциальное сопротивление составит примерно 270 кОм, что всего на порядок (в 10 раз) превышает номинал резистивного источника квазипостоянного тока при том же напряжении питания. На практике, при больших значениях эмиттерного сопротивления, дифференциальное выходное сопротивление может быть ниже расчетного, что объясняется наличием внутренней отрицательной обратной связи в транзисторе ГСТ, под влиянием которой происходит понижение дифференциального выходного сопротивления. Однако в схемах КУН альтернативы ГСТ в качестве активного сопротивления нагрузки не существует.

Значение токозадающего эмиттерного резистора R3 (R7) не должно быть менее 50 Ом (при меньшем значении зависимость тока коллектора от токозадающего резистора становится нелинейной). Хотя в ГСТ, реализованных в схеме рис. 3.10, используется прямое падение напряжение на двух диодах, аналогичные схемы ГСТ часто выполняются на большем числе диодов, светодиодах (например, светодиод красного свечения обеспечивает стабильное напряжение около 1,6 В) или стабилитронах, которые используются в качестве источников опорного напряжения. Коэффициент стабилизации таких источников по цепи питания примерно равен значению сопротивления токозадающего резистора R6 (рис. 3.10), деленному на суммарное дифференциальное сопротивление последовательно включенных диодов или стабилитрона (при напряжениях более 3 В). При небольшом рабочем токе, когда дифференциальное сопротивление диодов велико (например, при токе 1 мА оно равно 26 Ом для каждого диода), источник опорного напряжения целесообразно шунтировать электролитическим конденсатором для уменьшения его выходного сопротивления в области звуковых частот, что способствует ослаблению помех от пульсаций в цепях питания и, в ряде случаев, снижению интермодуляционных искажений.

На рис. 3.12 приведен усовершенствованный вариант блока ГСТ для типового УМЗЧ рис. 3.10. Добавление транзисторов в каскодном включении и одного диода позволяет повысить дифференциальное выходное сопротивление ГСТ примерно в $\beta$ раз, по сравнению с ГСТ на одном транзисторе, что позволяет улучшить динамические и точностные характеристики КУН и усилителя в целом. К каскодной схеме (ОЭ–ОБ) мы еще обратимся не раз.

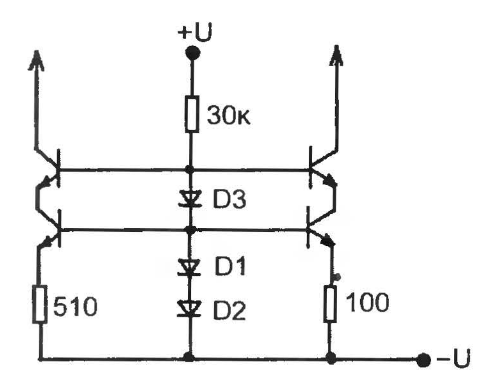


Рис. 3.12. Усовершенствованый блок ГСТ для типового усилителя

На рис. 3.13 представлено другое, менее распространенное схемотехническое решение ГСТ, содержащее транзисторы Т1 и Т2, токозадающие резисторы R1 и R2, а также источник опорного напряжения на стабилитроне D1.

При включении питающего напряжения ток начинает протекать через резистор R2, эмиттерный переход транзистора Т1 и токозадающий резистор R1. Когда напряжение на нем достигает порога включения Т2 (примерно 0,67 В), ток коллектора последнего начинает протекать через R2. Отбор тока из базы Т1 становится пропорциональным падению напряжения на R1. Если напряжение на резисторе увеличивается, Т2 отбирает больше тока из базы Т1, стабилизируя напряжение на R1. Если напряжение на резисторе R1 пытается упасть, Т2 отбирает меньше тока из базы Т1, и снова напряжение на R1 поддерживается постоянным. В конечном счете,

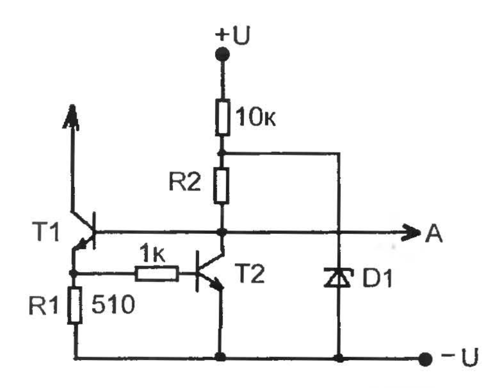


Рис. 3.13. ГСТ на двух транзисторах, использующий напряжение база-эмиттер в качестве опорного

падение напряжения на токозадающем резисторе R1 строго стабилизировано по отношению к напряжению база-эмиттер транзистора T2. Падение напряжения на токоограничивающем резисторе в цепи базы T2 не оказывает существенного влияния на параметры ГСТ. Ток стабилизации определяется R1 и равен 1,3 мА, как и в предыдущих схемах. Номинал резистора R2 определяется, исходя из рабочего напряжения стабилитрона D1 и тока через транзистор T2, который примерно равен току через T1. Стабилитрон D1 можно заменить электролитическим конденсатором емкостью 10...50 мкФ, при этом стабильность ГСТ практически не пострадает, а номинал R2 можно существенно увеличить. Точка А (рис. 3.13) может служить источником опорного напряжения для дополнительных каскадов ГСТ.

Выходное сопротивление и стабильность ГСТ по схеме изображенной на рис. 3.13 выше, чем у типового генератора (см. рис. 3.10), поскольку данный ГСТ представляет собой каскад по схеме с общей базой (ОБ), охваченный 100%-ой ООС по току. Основной недостаток данного ГСТ – сдвиг фазы между током и напряжением на коллекторе T1, что делает нежелательным использование ГСТ при больших синфазных сигналах и в схемах КУН. Дело в том, что всякое изменение напряжения на коллекторе T1 через *внутреннюю обратную связь* транзистора T1 (до 0,5%, в зависимости от типа биполярного транзистора) и емкость перехода коллектор-база (на высоких частотах) приводит к изменению напряжения на его базе, которое с некоторым запаздыванием отслеживается описанным выше регулятором тока на транзисторе T2. В мощном усилителе с коэффициентом передачи 20...30 В/В максимальное синфазное напряжение в точке соединения эмиттеров входного каскада составит 1...2 В, и данным эффектом можно пренебречь, но в высоковольтном усилительном каскаде он приводит к ухудшению динамических параметров и устойчивости УМЗЧ в целом, а также к росту *интермодуляционных* и *дифференциально-фазовых искажений*. В каскодной схеме ГСТ (см. рис. 3.12) паразитная обратная связь блокирована, а емкостная связь значительно ослаблена, поэтому изменение напряжения на коллекторе верхнего (по схеме) транзистора в конечном счете не приводит к изменению тока через нижний транзистор, который является токозадающим элементом всего ГСТ. Для стабильности последнего важно, чтобы на токозадающем транзисторе рассеивалась постоянная мощность.

Следует отметить, что высоким статическим выходным сопротивлением и хорошей линейностью обладают ГСТ на основе полевых транзисторов (ПТ), как с p-n-переходом, так и с изолированным затвором, у которых принципиально отсутствует внутренняя обратная связь по току. Такие свойства ПТ объясняются их вольтамперной характеристикой (ВАХ): график изменения тока стока от

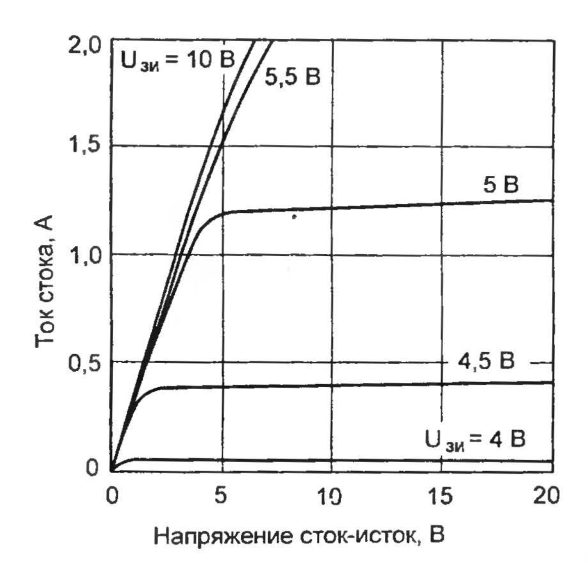



Рис. 3.14. Пример вольт-амперной характеристики полевого транзистора

напряжения на нем практически горизонтален в большом диапазоне напряжений (пример зависимости показан на рис. 3.14), чего нельзя сказать о ВАХ биполярного транзистора (см. рис. 3.15).

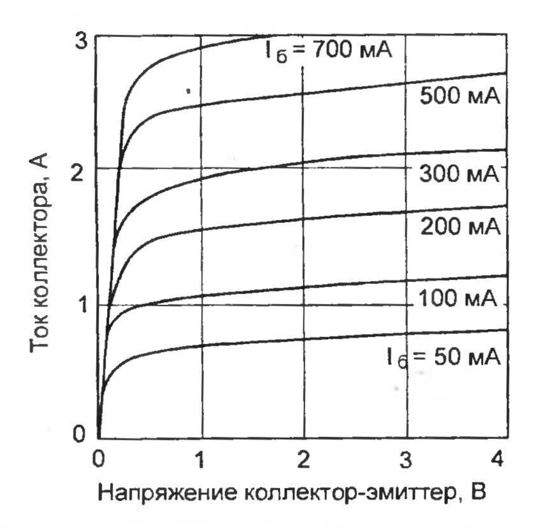



Рис. 3.15. Пример вольт-амперной характеристики биполярного транзистора

Дифференциальное (динамическое) выходное сопротивление ГСТ на полевом транзисторе ниже, поскольку крутизна ПТ существенно меньше, чем крутизна биполярных транзисторов. Но при токах стока менее 0,2 мА крутизна полевых транзисторов превосходит крутизну биполярных, поэтому в схемах интегральных ОУ получили распространение слаботочные ГСТ на основе специализированных полевых транзисторов, называемые пинч-резисторами. Большой производственный разброс параметров ПТ и не очень высокое дифференциальное выходное сопротивление, присущее ГСТ на полевых транзисторах, ограничивает их применение. Но если разброс тока не столь критичен, как например в параметрических стабилизаторах напряжения (не образцового класса), то на основе полевого транзистора с начальным током 7...20 мА (хорошо подходит КП302А) можно реализовать довольно приличный ГСТ для стабилитрона, повысив коэффициент стабилизации на порядок по сравнению с обычной схемой с балластным резистором, без увеличения количества элементов.

## Входной дифференциальный каскад

Вернемся к схеме усилителя рис. 3.10. Если проанализировать режим работы входного дифференциального каскада (транзисторы Т1, Т2) по постоянному току, получится, что он существенно разбалансирован: при 100-% общей ООС по постоянному току падение напряжения на резисторе R2 равно 0,67 В (напряжение база-эмиттер Т4), следовательно ток через Т1 составляет 0,67В/2,2кОм = = 0,305 мА, что никак не равно 1,3 мА/2 = 0,65 мА, т. е. половине тока через входной дифференциальный каскад. Передаточная проводимость или крутизна преобразования пропорциональна току коллектора и максимальна при нулевом входном напряжении.

Следовательно, разбаланс дифференциального каскада уменьшает крутизну преобразования и линейный диапазон, что приводит к уменьшению коэффициента усиления, частоты среза и скорости нарастания выходного напряжения всего усилителя, а также к росту нелинейных искажений (за счет гармоник второго порядка) в самом дифференциальном каскаде. В хорошо сбалансированном дифференциальном каскаде возникают только нечетные гармоники. На рис. 3.16 показана зависимость общих гармонических искажений от разбаланса токов в плечах входного каскада. Замечу, что искажения отложены в логарифмических координатах, поэтому график выглядит почти линейно.

В схеме рис. 3.10 разбаланс можно практически устранить, уменьшив номинал R2 до 1 кОм. Но существует эффективный способ автоматической балансировки токов в плечах дифференциального каскада, который мы рассмотрим ниже.

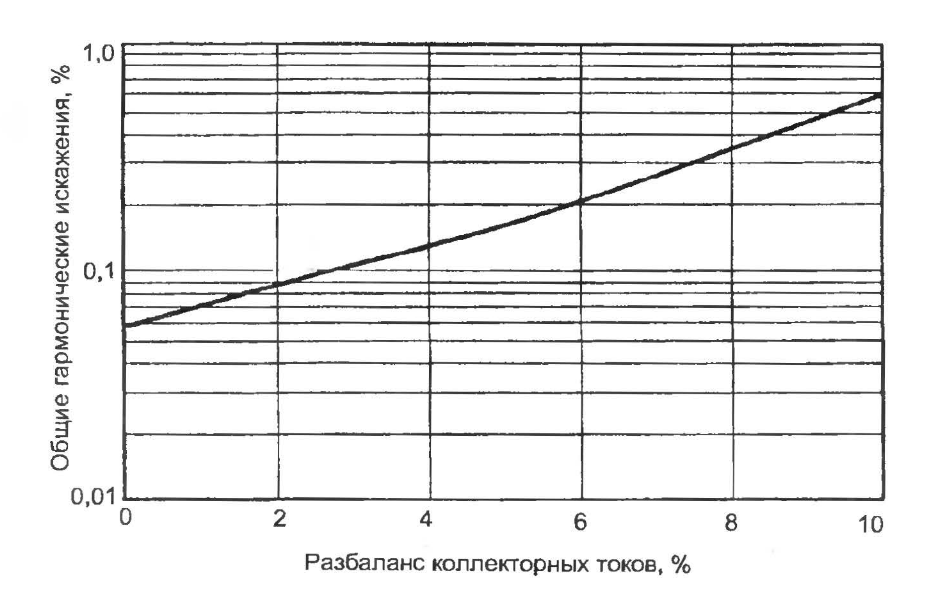



Рис. 3.16. Зависимость общих гармонических искажений, возникающих во входном каскаде, от разбаланса коллекторных токов (реконструкция по данным Д.Селфа)

Крутизна преобразования входного каскада $S_{вх}$ прямо пропорциональна приращению выходного тока и обратно пропорциональна приращению входного дифференциального напряжения. Она максимальна при отсутствии дополнительных резисторов $R_э$ в цепи эмиттеров и в этом случае примерно равна току коллектора $I_к$, поделенному на удвоенный температурный потенциал $\varphi_T$, равный 26 мВ при температуре 25°С. Размерность крутизны 1/Ом, т. е. Сименс (См). С учетом эмиттерных резисторов крутизну преобразования дифференциального каскада можно рассчитать по формуле $S_{вх} \approx 1/2(R_э + \varphi_T/I_к)$.

На рис. 3.17 показаны графики крутизны преобразования (миллисименс, мСм) в зависимости от входного напряжения и значения номиналов эмиттерных резисторов (Ом); ток коллектора 1,2 мА.

Видно, что крутизна преобразования максимальна при отсутствии эмиттерных резисторов и нулевом входном напряжении (стрелка А). Поскольку графики симметричны относительно вертикальной оси, проведенной через точку 0 мВ, то четные гармоники не возникают. Линейный диапазон дифференциального каскада примерно равен удвоенному значению температурного потенциала $\varphi_T$, т. е. ± 50 мВ.

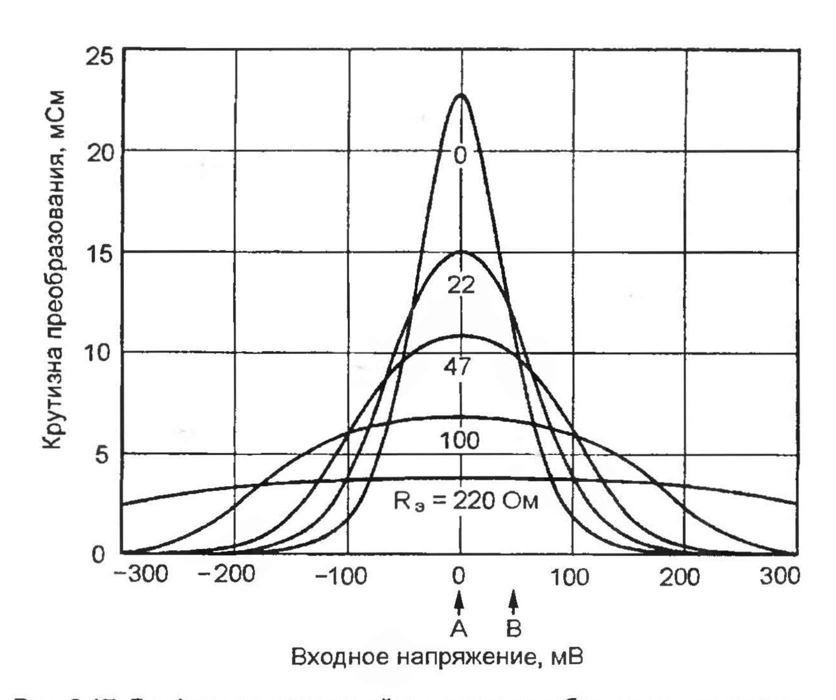



Рис. 3.17. Графики зависимостей крутизны преобразования входного дифференциального каскада при разных значениях $R_э$

Разбаланс каскада приводит к тому, что его работа смещается в несимметричную область (стрелка В), и в спектре выходного сигнала появляются четные гармоники. Очевиден и смысл введения эмиттерных резисторов $R_э$ в любом каскаде (ОЭ, ОК или ОБ): линеаризация крутизны преобразования, расширение диапазона входных сигналов, повышение термостабильности, уменьшение чувствительности к разбросу параметров активных и пассивных элементов и разбалансу токов в плечах каскада. Фактически, введение $R_э$ в цепь эмиттера (истока) транзистора порождает местную ООС, следовательно усиление каскада с ОЭ падает. Для сохранения крутизны можно, в разумных пределах, увеличивать ток коллектора (стока); почти безболезненно это делается в дифференциальных каскадах на полевых транзисторах. (Не зря большинство ИОУ «аудиофильского» качества имеют входные каскады на ПТ с p-n–переходом.)

Нелинейность входного каскада отчетливо проявляется при повышенном уровне *интермодуляционных искажений*, особенно измеренных двухтональным высокочастотным методом CCIF или DFD

(difference frequency distortion – искажения разностной частоты), т. е. при подаче на вход усилителя синусоид с частотами 13 и 14 кГц, например. (Автор предпочитает использовать более высокочастотные испытательные сигналы – 19 и 20 кГц.) На высоких (звуковых) частотах глубина ООС всего усилителя уменьшается, поэтому возрастает переменная составляющая на базе транзистора Т2 (см. рис. 3.10) входного дифференциального каскада. Уровень интермодуляции зависит от максимальной нелинейности крутизны преобразования (рис. 3.17), соответствующей размаху дифференциального входного напряжения на средней испытательной частоте (в нашем случае, 13,5 кГц).

Появление паразитных спектральных составляющих вблизи *разности* основных частот (1 кГц) обусловлено, в основном, симметрией амплитудной характеристики проводимости (крутизны) каскада (см. рис. 3.17). Разностная частота 1 кГц и ее гармоники (2 и 3 кГц, т. е. второго и третьего порядка), если они присутствуют в выходном сигнале УМЗЧ, легко выделяются не очень сложным полосовым и/или НЧ фильтром. Паразитные гармоники, появляющиеся вокруг испытательных частот (10 ... 17 кГц, с шагом 1 кГц), обусловлены не только разбалансом каскада, но также модуляцией тока ГСТ синфазным напряжением (в неинвертирующей схеме УМЗЧ), однако их можно выделить только высокодобротным фильтром, например, при помощи анализатора спектра С1-4 или аналогичного.

С точки зрения глубины обратной связи и динамических параметров усилителя, двухтональный высокочастотный метод аналогичен измерению общих гармонических искажений на средней частоте. Однако он более информативен, поскольку паразитные гармоники попадают в звуковой диапазон частот, в то время как вторая гармоника испытательного сигнала 13,5 кГц располагается на частоте 27 кГц, т. е. за его пределами.

В типовой неинвертирующей схеме включения УМЗЧ определенное влияние на гармонические и интермодуляционные искажения оказывает *выходное сопротивление источника сигнала*, поскольку *динамические* изменения тока коллектора транзистора Т1 (см. рис. 3.10) приводят к изменениям тока базы (в $\beta$ раз меньшим). Естественно, на любом сопротивлении в цепи базы выделяется напряжение, смещающее входной дифферениальный каскада от точки баланса, что приводит к росту гармоник четного порядка. Чем больше рабочий ток дифференциального каскада, тем сильнее влияние импеданса источника сигнала.

Во входном дифференциальном каскаде на полевых транзисторах, которые, как известно, управляются напряжением, а не током, и поэтому не подвержены такому эффекту, влияние выходного со-

противления источника значительно меньше, а механизм образования искажений такого типа связан с емкостной составляющей тока затвора.

В *инвертирующей схеме* включения УМЗЧ (при использовании параллельной ООС) рост импеданса источника сигнала приводит к уменьшению коэффициента передачи усилителя, не влияя на его линейность. Интермодуляционные искажения могут появиться только при существенной нелинейной составляющей выходного сопротивления источника сигнала.

## Токовое зеркало

Существует еще один простой схемотехнический прием повышения линейности и динамики входного дифференциального каскада – *токовое зеркало*. Использование токовых зеркал или отражателей тока в схемах УМЗЧ никогда не имело такой популярности, которой оно заслуживает. Включение токового зеркала в коллекторную нагрузку дифференциального каскада значительно улучшает линейность и фактически удваивает значение крутизны преобразования $S_{вх}$, так как второй транзистор дифференциальной пары (Т2) посредством токового зеркала начинает принимать участие в формировании выходного тока. При должном применении токовое зеркало также обеспечивает эффективную изоляцию от шины питания, повышая общий коэффициент ослабления пульсаций и подавление синфазного сигнала. Важной особенностью работы токового зеркала является не сам стабилизирующий эффект, а тот факт, что ток ГСТ расщепляется в равной мере на два плеча токового зеркала. Проще говоря, токовое зеркало уравновешивает две электрически несимметричных цепи прохождения тока.

На рис. 3.18 показана схема типового усилителя с модифицированным при помощи токового зеркала входным каскадом. Кроме того, в эмиттерные цепи входных транзисторов Т1 и Т2 добавлены резисторы $R_э$.

Если два транзистора токового зеркала Т11 и Т12 одного и того же типа, их коэффициенты передачи тока $\beta$ отличаются не более чем на 10%, а эмиттерные резисторы равны, то дифференциальный баланс поддерживается на уровне 1%.

Строго говоря, напряжение на базе Т11 пропорционально логарифму тока через Т12; поскольку ток через Т11 также пропорционален логарифму напряжения на базе, то, при идентичности база-эмиттерных переходов транзисторов Т11 и Т12, токи в плечах будут равны.

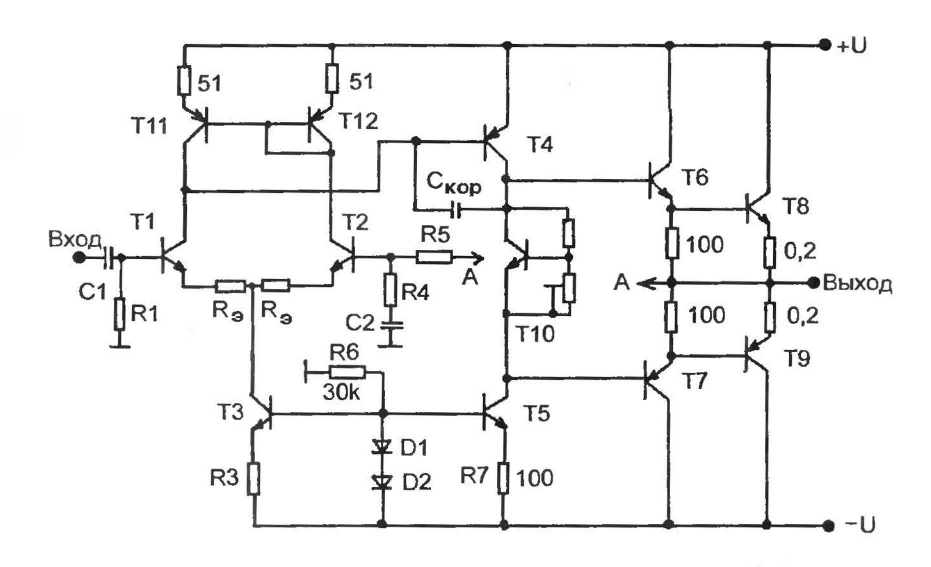



Рис. 3.18. Типовой УМЗЧ с усовершенствованным входным каскадом

Добавление соответствующих эмиттерных резисторов (50 – 100 Ом) для компенсации разбалансов база-эмиттерных напряжений снижает чувствительность к разбросу параметров транзисторов токового зеркала, аналогично тому, как это происходит в дифференциальном каскаде (см. графики на рис. 3.17).

Установка токового зеркала в коллекторных цепях дифференциального каскада дает дополнительные преимущества (помимо симметрии токов), поскольку оно работает как активная нагрузка в коллекторной цепи T1, по существу, аналогично ГСТ на транзисторе T5, но в качестве опорного используется падение напряжения на эмиттерном переходе T12, возникающее при протекании через него тока коллектора транзистора T2. Этот эффект фактически удваивает нагрузочную способность по току дифференциального усилителя и пропорционально увеличивает скорость нарастания выходного сигнала (правда, в одном направлении). Токовое зеркало также увеличивает значение коэффициента подавления нестабильности напряжения питания (PSRR), поскольку баланс каскада перестает зависеть от напряжения питания.

На рис. 3.19 приведены графики общих гармонических искажений входного дифференциального каскада с различными номиналами резистивной нагрузки (R2 на рис. 3.10) и токовым зеркалом в зависимости от частоты.

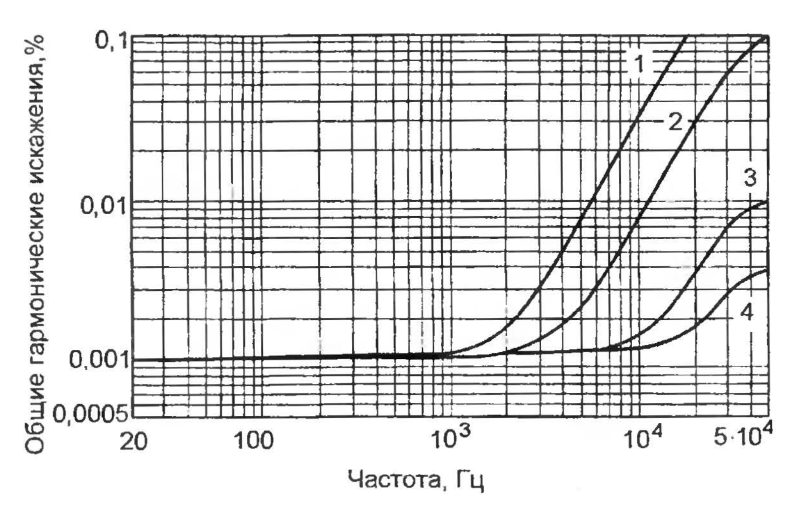



Рис. 3.19. Графики общих гармонических искажений входного дифференциального каскада в зависимости от частоты с резистивной нагрузкой и токовым зеркалом (по данным Д. Селфа)
1 – $R_н$ = 10 кОм; 2 – $R_н$ = 4,7 кОм; 3 – $R_н$ = 2,2 кОм; 4 – токовое зеркало

Приведенные зависимости наглядно иллюстрируют линеаризующие свойства токового зеркала в звуковом диапазоне частот. Следует отметить, что при использовании токового зеркала вдвое уменьшается *скорость роста искажений* при увеличении частоты, поскольку практически исчезает *квадратичная* составляющая передаточной проводимости входного каскада.

Использование токового зеркала позволяет эффективно управлять крутизной преобразования входного каскада при помощи эмиттерных резисторов $R_э$ и токозадающего резистора R3 генератора стабильного тока, не опасаясь появления разбаланса. Поскольку при линеаризации каскада посредством введения $R_э$ крутизна уменьшается, приходится увеличивать ток ГСТ, уменьшая номинал R3 и тем самым сохраняя крутизну преобразования $S_{вх}$. Но, при наличии токового зеркала, рабочий ток дифференциального каскада можно увеличивать в меньшей степени, так как отражатель тока удваивает крутизну каскада.

В модифицированном входном каскаде с токовым зеркалом (рис. 3.18) при введении $R_э$ = 22 Ом рабочий ток ГСТ следует увеличить с 1,3 до 2,9 мА (при помощи уменьшения номинала эмиттерного сопротивления R3 с 510 до 220 Ом). При этом общие гармонические искажения входного каскада уменьшаются в 10 раз

и скорость нарастания выходного напряжения УМЗЧ увеличивается пропорционально току.

## Каскад усиления напряжения

Выходной сигнал дифференциального каскада с коллектора Т1 поступает на базу транзистора Т4 каскада усиления напряжения (КУН). Заметим, что входной импеданс Т4 мал, что типично для *усилителя – преобразователя сопротивления* (т. е. преобразователя ток-напряжение). Для правильной работы входного каскада данной схемы желательно, чтобы входной импеданс КУН был чрезвычайно низким, приближаясь, как говорят, к импедансу *виртуальной* (кажущейся) *земли сигнала.*

Практически все усиление по напряжению типового УМЗЧ по схеме Лина осуществляется в КУН. Поскольку выходной каскад (ВК) содержит усилитель с коэффициентом усиления, близким к единице, напряжение сигнала на коллекторе транзистора Т4 (см. рис. 3.18) по существу такое же, как и на выходе усилителя (за вычетом небольшой потери напряжения в ВК).

Общая ООС охватывает усилитель мощности при помощи подачи части выходного сигнала обратно на инвертирующий вход дифференциального каскада (т. е. базу транзистора Т2) через резистивный делитель R5,R4 (по переменному току). Сигнал с выхода входного каскада (коллектора Т1) является инвертированным по отношению к входному линейному сигналу. КУН снова инвертирует сигнал. ВК является неинвертирующим усилителем, поэтому сигнал ООС, снимаемый с ВК, должен находиться в фазе, когда он прилагается к инвертирующему входу входного дифференциального усилителя.

Если основной конденсатор коррекции $C_{кор}$ (см. рис. 3.18) удален из схемы и общая ООС через резисторы R5,R4 разорвана, разомкнутый коэффициент усиления УМЗЧ на низких частотах является произведением крутизны преобразования входного каскада $S_{вх}$ и сопротивления передачи КУН $R_П$ (ВК обычно не усиливает сигнал по напряжению), которое, в свою очередь, пропорционально коэффициенту передачи тока β и нагрузке $R_К$ в цепи коллектора Т4. То есть по постоянному току разомкнутый коэффициент передачи описывается выражением $K_у(0) = S_{вх}\,\beta\,R_К$.

Как и в любой усилительной схеме, коэффициент усиления напряжения будет изменяться от частоты, поскольку и коэффициент передачи тока, и импеданс коллекторной нагрузки $Z_К$ уменьшаются с ростом частоты. Используя общепринятую терминологию операционных усилителей, диапазон частот, где разомкнутый коэффи-

циент усиления остается почти постоянным, называется *низкочастотной областью*. Частота излома амплитудно-частотной характеристики (АЧХ), на которой усилитель переходит из низкочастотной области в высокочастотную, называется *частотой основного полюса* и обозначается П1 (см. график АЧХ на рис. 3.8).

Фактором, управляющим положением П1 на оси частот, является *емкость Миллера*, присущая транзисторным усилительным каскадам. (Емкость Миллера – это виртуальная емкость, параллельная емкости коллектор-база и пропорциональная коэффициенту усиления напряжения в схеме с ОЭ; проявляется только в динамике, т. е. при *изменении* напряжения на коллекторе.) При отсутствии конденсатора $C_{кор}$, коэффициент усиления напряжения, взаимодействуя с емкостью Миллера на высоких частотах, определяет усиление и фазовый сдвиг, достаточные для устойчивой генерации, если вводится какая-либо общая ООС. Незатухающие автоколебания, являющиеся результатом дополнительного фазового сдвига в петле ООС, иногда называют *автоколебаниями Найквиста*. Основным назначением конденсатора частотной коррекции $C_{кор}$ является понижение частоты полюса П1 в такой мере, чтобы усиление по напряжению стало меньше единицы *до того*, как появится фазовый сдвиг, достаточный для возникновения генерации. Такой метод частотной коррекции в зарубежной литературе часто называется *компенсацией основного полюса Миллера*.

В высокочастотной области АЧХ (выше частоты П1), следует учитывать значение конденсатора коррекции $C_{кор}$. Тогда усиление по напряжению в высокочастотной области рассчитывается по формуле $K_у(ВЧ) = S_{вх}/2\pi\ f\ C_{кор}$. Частота основного полюса П1 при этом определяется следующим образом: $f_{П1} = 1/\ 2\pi\ \beta\ R_К\ C_{кор}$, а максимальная частота среза всего усилителя, при которой модуль коэффициента усиления по напряжению равен единице, $f_{ср} \approx S_{вх}/2\pi C_{кор}$. Эти простые формулы позволяют оценить основные динамические параметры (кроме скорости нарастания) типового усилителя по схеме Лина.

От постоянного тока до частоты полюса П1 коэффициент усиления является постоянным и очень высоким. Следовательно, глубина общей ООС $K_у\ K_{оос}$, о которой мы уже говорили, также высока, и выходной сигнал УМЗЧ, поступающий на акустическую систему, является весьма линейным благодаря большой глубине общей ООС.

Выше частоты П1 усиление начинает падать, поскольку возрастает проводимость конденсатора $C_{кор}$. Снижение общего усиления

по напряжению приводит к пропорциональному уменьшению глубины общей ООС, что должно бы вызвать пропорциональный рост нелинейности выходного сигнала. Однако проводимость конденсатора $C_{кор}$ увеличивается, что вызывает рост глубины местной ООС каскада усиления напряжения. Эта обратная связь и противодействует потере общей линейности усилителя на высоких частотах, где глубина общей ООС снижается, а выше частоты среза по контуру ООС $f_{ср.\,оос}$ становится меньше единицы.

Недостатком снижения глубины общей ООС является возрастание вклада искажений выходного каскада, в том числе переходных искажений. Так как переходные искажения присущи только ВК, большая глубина общей ООС на низких частотах пропорционально снижает эти искажения. Однако уменьшение петлевого усиления на высоких частотах приводит к пропорциональному росту переходных искажений. Это является одной из причин постоянного увеличения искажений при возрастании частоты.

Кроме перехода от общей ООС к местной, существуют и другие механизмы, включающиеся при возрастании частоты. Благодаря уменьшению импеданса конденсатора $C_{кор}$, входное сопротивление КУН также падает. Полезным аспектом является подавление емкости Миллера входного каскада и соответствующее уменьшение фазового сдвига. Возможная проблема заключается в том, что ток, необходимый для управления КУН, удваивается на каждую октаву увеличения частоты, а это может легко привести к нелинейности крутизны преобразования входного каскада на высоких частотах. Но если тока дифференциального каскада достаточно и для дифференциальной нагрузки пары коллекторов транзисторов Т1 и Т2 использовано токовое зеркало (см. рис. 3.18), приемлемые значения емкости конденсатора $C_{кор}$ не создают дополнительных проблем. Методы расчета, не использующие оптимизацию по двум параметрам (ток – емкость коррекции), являются одной из причин, по которой многие УМЗЧ демонстрируют неприемлемые искажения на высоких частотах. Мы вернемся к вопросам оптимизации при обсуждении *условия динамической линейности* и скорости нарастания.

Таким образом, входной и выходной импедансы КУН падают с ростом частоты сигнала, что минимизирует влияние емкости Миллера в обоих каскадах. Так как эффект Миллера ослабляется, влияние корректирующего конденсатора $C_{кор}$ возрастает. Поэтому на высоких частотах, при большом усилении и размахе выходного напряжения, где мы могли бы опасаться проблем с влиянием емкостей переходов транзисторов, конденсатор $C_{кор}$ включается

и *доминирует* в высокочастотной области. Такой метод минимизации емкости входного и выходного каскадов при помощи конденсатора в промежуточном каскаде называется *расщеплением полюсов*, а способ коррекции – *однополюсным*, поскольку в передаточной функции усилителя доминирует один лишь основной полюс П1. Скорость спада АЧХ от частоты П1 до частоты среза $f_{ср}$ при однополюсной коррекции составляет 20 дБ на декаду или 6 дБ на октаву (см. рис. 3.8).

Метод расщепления полюсов является эффективным инструментом оптимизации характеристики УМЗЧ, но для его применения необходим преобразователь проводимости во входном каскаде.

Значение крутизны преобразования $S_{вх}$ предопределено токовой нагрузкой в виде КУН, а также значением $C_{кор}$. Численное выражение $S_{вх}$ в УМЗЧ по типовой схеме Лина обычно находится в диапазоне от 3 до 30 мА/В при номинальном значении около 12 мА/В.

Другим полезным свойством преобразователя проводимости является его нечувствительность к изменениям нагрузки, поскольку он имеет *токовый* выход, а входной импеданс КУН будет уменьшаться со скоростью примерно 6 дБ на октаву в высокочастотной области, т. е. выше частоты П1. Такое поведение импеданса нагрузки почти «смертельно» для линейных свойств усилителя напряжения, но является практически незаметным для правильно спроектированного усилителя – преобразователя проводимости. Недостатком является ухудшение подавления высокочастотных синфазных помех: поскольку эмиттер транзистора КУН соединен с положительной шиной питания, высокочастотные пульсации и помехи проходят без подавления через базу транзистора и конденсатор $C_{кор}$ на выход и могут вызвать *интермодуляционные искажения*. Поэтому в цепях питания КУН целесообразно устанавливать эффективные RC- или RLC-фильтры низких частот.

Анализируя выражения $K_у(0) = S_{вх}\,\beta\,R_К$ для коэффициента усиления КУН на постоянном токе и $f_{П1} = 1/\,2\pi\,\beta\,R_К\,C_{кор}$ для частоты основного полюса, нетрудно заметить, что первое прямо пропорционально сопротивлению преобразования КУН $R_П = \beta\,R_К$, а второе – обратно пропорционально $R_П$. Увеличение $K_у$ за счет повышения $R_П$ приводит к росту глубины общей ООС и местной ООС в КУН, что, безусловно, полезно, в свете изложенного выше. Следует отметить, что частота среза $f_{ср}$ усилителя при этом оста-

ется практически *неизменной*, так как частота П1 пропорционально понижается, поэтому в формуле $f_{ср} \approx S_{вх}/2\pi C_{кор}$ присутствуют только емкость коррекции и крутизна преобразования входного каскада. Частота среза КУН по *собственному контуру* ООС через $C_{кор}$ ограничена частотными свойствами активных элементов; если она приближается (сверху) к частоте среза всего усилителя, фазовый сдвиг в петле общей ООС начинает нарастать и приведенная формула перестает быть корректной.

Существуют два распространенных метода повышения сопротивления преобразования $R_П$: составная схема или эмиттерный повторитель (повышение $\beta$), и каскодная схема (повышение $R_К$). На рис. 3.20 показана модифицированная типовая схема, в которой на входе транзистора Т4 в схемах рис. 3.10 (рис. 3.18) добавлен эмиттерный повторитель на транзисторе Т13 и резисторе (1 кОм).

Парадоксальный положительный эффект от введения буферного эмиттерного повторителя Т13 заключается, в данном случае не в повышении входного сопротивления КУН, а в его *понижении* за счет увеличения глубины местной ООС через конденсатор коррекции $C_{кор}$.

Влияние последнего усовершенствования КУН на общие гармонические искажения УМЗЧ иллюстрирует рис. 3.21, где: кривая *A* – общие гармонические искажения (%) всего усилителя в зависимости

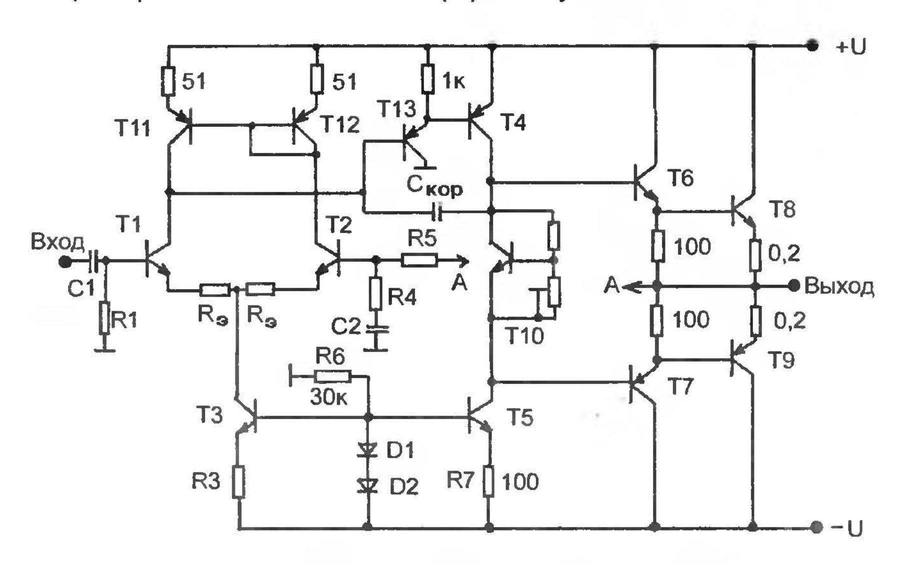



Рис. 3.20. Усовершенствованный типовой УМЗЧ: на входе КУН введен эмиттерный повторитель

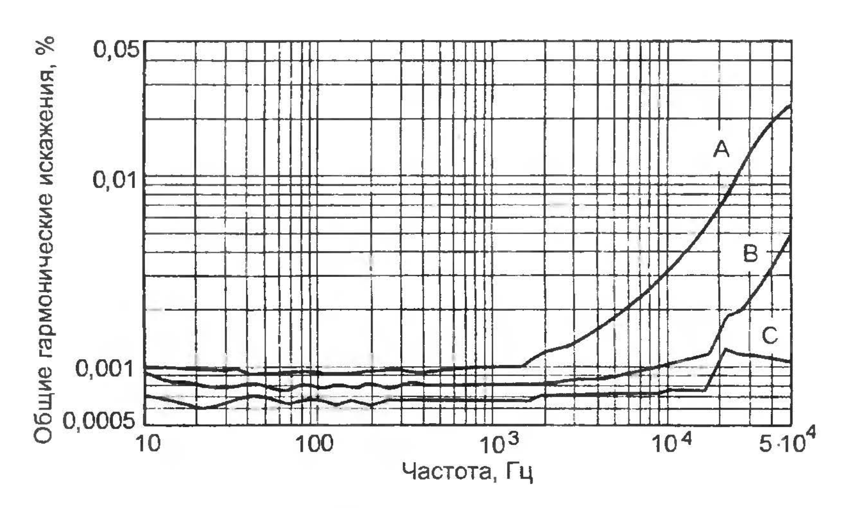



Рис. 3.21. Влияние дополнительного ЭП на искажения КУН (по данным Д.Селфа).

Примечание: $R_э$ = 100 Ом, ток ГСТ дифференциального каскада около 4 мА

от частоты (Гц), *В* – искажения КУН до введения эмиттерного повторителя, *С* – искажения КУН после введения эмиттерного повторителя на транзисторе Т13.

На рис. 3.22 представлена более совершенная, хотя и более «капризная» к нагрузке каскодная (ОЭ-ОБ) схема КУН (добавлены транзисторы Т13 и Т14, включенные по схеме с ОБ), предназначенная для повышения глубины местной ООС в КУН посредством умножения выходного сопротивления коллектора Т13 (Т14 в ГСТ активной нагрузки) в те же $\beta$ раз. Емкость Миллера в каскодной схеме подавлена, поскольку напряжение на коллекторе транзистора ОЭ неизменно, а коэффициент усиления напряжения равен –1 В/В (ОЭ нагружен на малое входное сопротивление ОБ, и оба каскада работают при одном токе). Каскодная схема сочетает в себе полезные свойства обеих схем включения транзистора: большое входное сопротивление ОЭ (примерно равное произведению $R_э \beta$) и большое выходное сопротивление ОБ (т.е. сопротивление коллектора, умноженное на крутизну), поскольку в эмиттере транзистора ОБ фактически установлен источник тока.

Частотные свойства транзистора ОБ относительно мало влияют на динамические характеристики каскодной схемы, что очень важно для УМЗЧ, поскольку высоковольтные транзисторы, в массе своей, имеют невысокую граничную частоту и большие емкости переходов. Транзистор ОЭ, напротив, может быть низковольтным и высокочастотным, с малым сопротивлением базы и большим коэф-

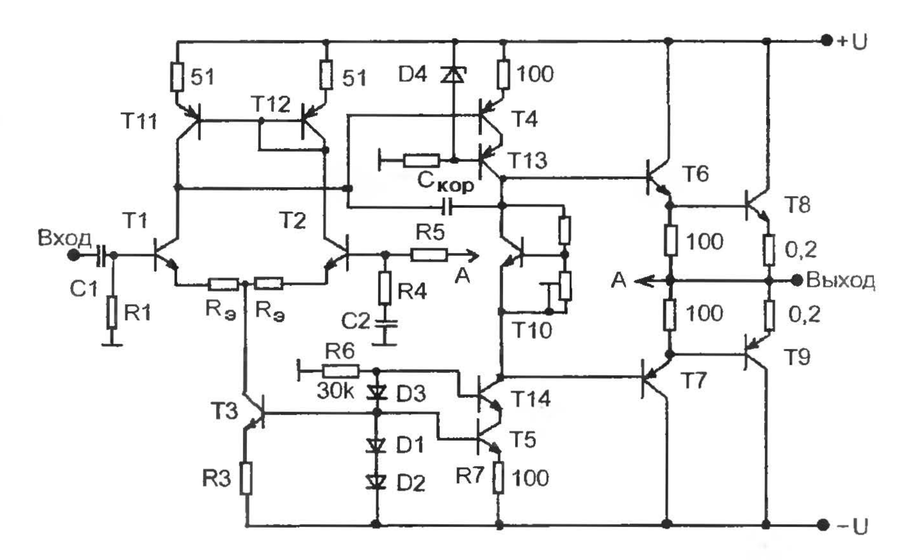



Рис. 3.22. Усовершенствованный типовой УМЗЧ: каскодная схема в КУН

фициентом передачи тока. Такой «тандем» из разнотипных транзисторов одной проводимости позволяет увеличить собственную частоту среза КУН по контуру конденсатора $C_{кор}$.

Стабилитрон D4 фиксирует потенциал базы T13; для обеспечения полной симмметрии амплитудной характеристики КУН вблизи напряжений питания его можно заменить тремя последовательно включенными прямосмещенными диодами, аналогичными D1–D3, например КД522 (1N4148).

В схеме рис. 3.22 глубина местной ООС в КУН через $C_{кор}$ возрастает в $\beta$ раз, но за счет роста $R_К$. Поэтому линейные и частотные свойства каскодной схемы более подвержены влиянию нагрузки, т. е. входных параметров (нелинейности импеданса) выходного каскада усилителя. Преимуществом каскодного КУН также является существенное, на порядок и более, снижение тепловых, интермодуляционных и дифференциально-фазовых искажений.

На рис. 3.23 приведена упрощенная структурная схема типового УМЗЧ, при помощи которой мы определим некоторые важные соотношения и сделаем выводы о динамических возможностях топологии Лина. Здесь $C_0$ – совокупная емкость на входе КУН, включая емкость Миллера входного дифференциального каскада и выходную емкость токового зеркала, $C_1$ – совокупная емкость нагрузки КУН, ВК – выходной каскад. Входной каскад показан в виде источника тока.

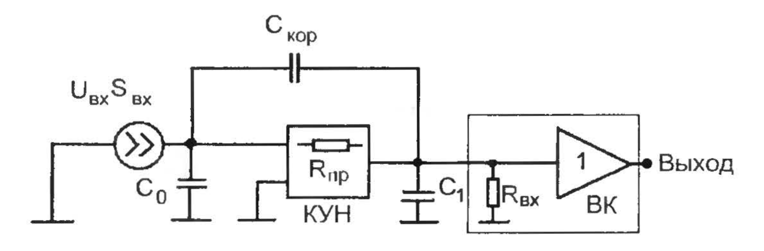



Рис. 3.23. Структурная схема типового УМЗЧ
КУН – каскад усиления напряжения; ВК – выходной каскад

Схема рис. 3.23 наглядно иллюстрирует выражение «коррекция на опережение», как иногда называют введение конденсатора $C_{кор}$. Действительно, конденсатор коррекции замыкает КУН по высокой частоте, «опережая» вступление в действие его собственной емкости Миллера.

На рис. 3.24 показаны графики АЧХ (по вертикальной оси отложен, естественно, *модуль* коэффициента усиления) и ФЧХ (градусы) этой схемы: сплошная линия – в присутствии $C_{кор}$, штриховая – в отсутствии $C_{кор}$. Для наглядности, справа от графика ФЧХ приведены значения относительного фазового сдвига. Частоты полюсов со штрихом обозначают соответственно первый полюс передаточной функции, обусловленный емкостью Миллера самого КУН, и второй полюс, обусловленный емкостью $C_0$. Ниже уровня единичного усиления существует и третий, не показанный на рисунке полюс, обусловленный емкостью $C_1$; после него АЧХ приобретает скорость спада 60 дБ/дек или 18 дБ/октаву.

Фазовый сдвиг на частоте П1 всегда составляет – 45 градусов. При канонической однополюсной коррекции фазовый сдвиг усилителя обычно не превышает минус 115 ... 170 градусов вплоть до частоты среза, и усилитель устойчив даже при наличии емкостной составляющей нагрузки выходного каскада. Импульсная характеристика усилителя также является весьма гладкой, хотя может содержать выброс и колебательность при уменьшении запаса по фазе. (Запас по фазе – это разность между –180 градусами и фазовым сдвигом; приемлемым значением считается запас по фазе 45 градусов, при фазовом сдвиге –135 градусов; оптимальным является запас по фазе 65 градусов.)

Амплитудно-частотная характеристика со скоростью спада 20 дБ/дек, показанная на рис. 3.24, как известно, является частотной характеристикой *инерционного звена первого порядка* с *постоянной времени*, равной $1/2\pi f_{ср}$.

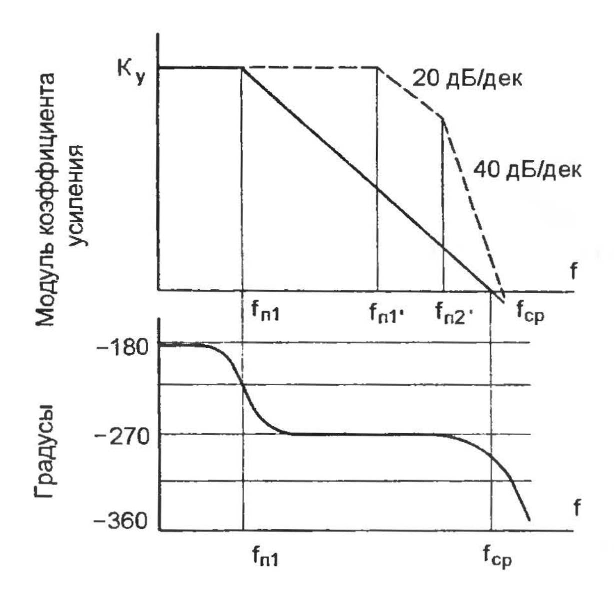



Рис. 3.24. Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики при однополюсной коррекции с помощью $C_{кор}$

Согласно теории автоматического регулирования, усилитель с такой АЧХ может быть охвачен 100 %-ной отрицательной обратной связью без риска возникновения автоколебаний. Но, как известно, в УМЗЧ столь глубокая ООС никогда не используется, так как необходимо усилить входной сигнал минимум на 14 ... 16 дБ. Поэтому требования к АЧХ и ФЧХ для усилителей мощности могут быть менее жесткими.

При имульсном воздействии на входе *время установления* напряжения на выходе усилителя с однополюсной коррекцией составляет примерно три постоянных времени ($1/2\pi f_{ср}$), умноженных на коэффициент передачи усилителя (для зоны погрешностей 1% от установившегося значения). Для широкополосных УМЗЧ значение времени установления для зоны погрешностей 0,1% (и менее) не столь существенно.

В монографии Д.Е. Полонникова показано, что существует оптимальное значение корректирующего конденсатора $C_{кор}$, равное $C_{кор.опт} = \sqrt{C_0 C_1}$, при котором максимальная частота среза усовершенствованного типового усилителя рис. 3.20 (с токовым зеркалом во входном каскаде и ЭП в КУН) будет приблизительно равна

$$f_{\text{ср.макс}} \approx \frac{1}{2\pi(\sqrt{C_0}+\sqrt{C_1})^2(r_б + R_э + \varphi_T/I_К)},$$

где $r_б$ – сопротивление базы транзистора Т4 (см. рис. 3.20), примерно равное постоянной времени коллектора $\tau_К$, деленной на емкость коллекторного перехода $C_К$ (оба параметра – справочные или экспериментальные); $R_э$ – сопротивление в цепи эмиттера транзистора Т4 в схеме КУН с дополнительным ЭП (в схеме рис. 3.20 $R_э = 0$), а ток коллектора относится к транзистору Т13.

В типовом выходном каскаде УМЗЧ на двухкаскадном эмиттерном повторителе значение $C_1$ составляет не менее 70 пФ. Значение $C_0$ меньше, но того же порядка. Тогда оптимальное значение $C_{кор}$, которое можно принять за отправное при расчете, составляет, с учетом некоторого запаса, 50 ... 60 пФ. При значениях $C_0 = 30$ пФ, $C_1 = 70$ пФ максимальная частота среза усилителя (см. рис. 3.20), реализованного на стандартных высоковольтных транзисторах с $f_T$ около 80 МГц, составит примерно 25 МГц. Для биполярных транзисторов граничная частота $f_T$ соответствует значению $|\beta| = 1$.

На практике, такое значение частоты среза УМЗЧ реализуется редко, что связано с ухудшением частотных и усилительных свойств транзисторов выходного каскада при реальных нагрузках. К тому же $f_T$ мощных транзисторов повышенной линейности, как правило, находится в районе 20 МГц, но спад характеристики $\beta$ от частоты, естественно, начинается *гораздо раньше*. Поэтому упомянутый выше третий полюс, формируемый выходным каскадом, будет «наезжать» сверху на полюс, возникающий во входном дифференциальном каскаде. Что, в свою очередь, вынуждает понижать частоту основного полюса П1, т. е. частоту среза всего усилителя, со всеми вытекающими последствиями. Этого можно избежать при помощи так называемой двухполюсной коррекции, которую мы рассмотрим ниже.

Расчетное значение частоты среза $f_{ср} \approx S_{вх}/2\pi C_{кор}$ обычно больше, поскольку оно не учитывает реальную емкость $C_0$; в этом нетрудно убедиться, подставив среднее значение крутизны преобразования 12 мА/В и типовую емкость коррекции 50 пФ в данную формулу (получится 38 МГц). В типовом усилителе с однополюсной коррекцией и коэфициентом передачи напряжения 26 дБ (20 В/В), частота среза по контуру ООС составит 1,9 МГц, что, по моему опыту, почти предельно (для топологии Лина), даже при использовании на

выходе УМЗЧ многоэмиттерных транзисторов с граничной частотой около 60 МГц. Тем не менее, даже при таком, завышенном значении $f_{ср,оос}$ глубина ООС на верхней частоте звукового диапазона (20 КГц) составит примерно 40 дБ, что недостаточно для эффективного подавления всех видов искажений. Это обстоятельство снова приводит нас к необходимости применения *двухполюсной коррекции АЧХ*.

На рис. 3.25 приведена структурная схема типового усилителя, снабженного двухполюсной частотной коррекцией. Фактически, последовательно с имеющимся конденсатором $C_{кор}$ введен второй конденсатор $C_{кор2}$, с номиналом в 5 – 10 раз больше значения $C_{кор}$; средняя точка конденсаторов заземлена через резистор $R_{кор}$ (обычно 1 ... 10 кОм).

На высоких частотах сопротивление $R_{кор}$ не влияет на работу такой Т-образной цепи местной ООС, и конденсаторы включены фактически последовательно, поэтому их эквивалентная емкость, при соотношении номиналов $C_{кор2}$: $C_{кор}$ = 10:1, примерно равна $C_{кор}$ в схеме однополюсной коррекции.

На рис. 3.26 приведены АЧХ и ФЧХ такого усилителя. Видно, что частота основного полюса П1 как бы осталась на месте, поскольку не изменилась частота среза, и появился участок с удвоенной, под влиянием второго полюса П2, скоростью спада. Фактически, полюс П2 – это собственный полюс КУН, обусловленный емкостью Миллера, при отсутствии конденсатора $C_{кор}$, а включение основного полюса П1 происходит с «задержкой» по частоте. Поскольку частота П2 может превосходить частоту П1 на два порядка (в 100 раз), выигрыш в петлевом усилении будет значительным.

Существует такое понятие, как *площадь усиления*, характеризующее площадь под графиком АЧХ усилителя (выше горизонтальной оси).

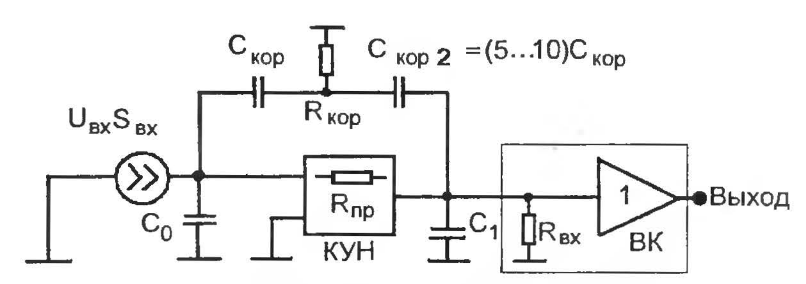



Рис. 3.25. Структурная схема типового УМЗЧ с двухполюсной коррекцией КУН – каскад усиления напряжения; ВК – выходной каскад

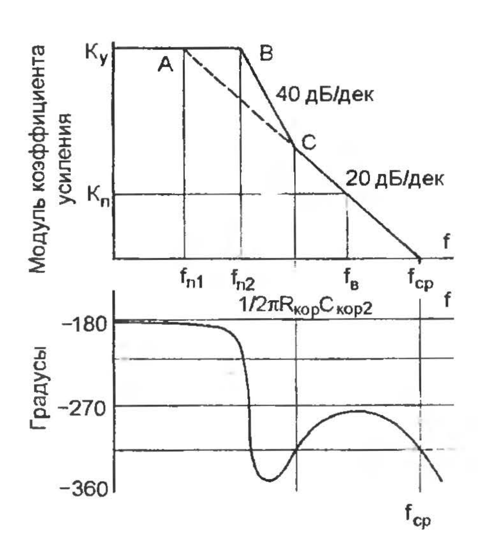



Рис. 3.26. Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики типового УМЗЧ при двухполюсной коррекции

Очевидно, при двухполюсной коррекции площадь усиления возрастает за счет дополнительного треугольника ABC. Соответственно, возрастает глубина общей ООС в интересующем нас звуковом диапазоне частот, причем без повышения частоты среза всего усилителя. В этом – достоинство двухполюсной коррекции. Основная область ее применения – *широкополосные масштабные усилители* повышенной точности, к которым, однако, не предъявляются высокие требования в части времени установления выходного напряжения для зоны малых погрешностей. Элементы $C_{кор2}$ и $R_{кор}$ образуют делитель переменного напряжения. На низких частотах импеданс конденсатора $C_{кор2}$ очень высок по сравнению с сопротивлением $R_{кор}$, поэтому лишь незначительная часть сигнала местной ООС КУН попадает на $C_{кор}$. С ростом частоты импеданс конденсатора $C_{кор2}$ падает до тех пор, пока частота не достигнет значения, при котором импедансы $C_{кор2}$ и $R_{кор}$ сравняются, т. е. $R_{кор} = =1/2\pi f C_{кор2}$. На частоте $f = 1/2\pi R_{кор} C_{кор2}$ усиление начинает падать: при должной реализации двухполюсной коррекции ее значение может находиться в ультразвуковой области.

Когда частота продолжает увеличиваться за точкой излома АЧХ, начинают одновременно происходить два процесса. Импеданс

конденсатора $C_{кор2}$ снижается со скоростью 20 дБ/дек, а напряжение на резисторе $R_{кор}$ пропорционально возрастает. Импеданс конденсатора $C_{кор}$ также снижается со скоростью 20 дБ/дек, что приводит к увеличению составляющей сигнала ООС на входе КУН. Суммарный эффект обусловливает увеличение сигнала ООС на входе КУН со скоростью 40 дБ/дек. Следовательно, разомкнутое усиление уменьшается с той же скоростью. При дальнейшем росте частоты импеданс конденсатора $C_{кор2}$ становится очень малым, фактически закорачивая выход КУН на $R_{кор}$, но это на АЧХ не влияет. В точке С (см. рис. 3.26) АЧХ возвращается к скорости спада разомкнутого усиления 20 дБ/дек вплоть до частоты единичного усиления. Частота среза будет точно такой, как если бы $C_{кор}$ использовался в схеме однополюсной коррекции.

Появление в АЧХ продолжительного участка со скоростью спада 40 дБ/дек приводит к ускоренному росту фазового сдвига и, как следствие, к «провалу» графика ФЧХ примерно до –160 градусов на средней частоте этого участка (в логарифмическом масштабе); затем, с ростом частоты, фазовый сдвиг уменьшается примерно до –100 градусов вплоть до частоты среза, и снова увеличивается. Начало участка со скоростью спада 40 дБ/дек не должно находиться слишком высоко по частоте, в противном случае кривая ФЧХ выйдет за уровень –360 градусов. Продолжительность этого участка не может быть слишком большой, чтобы частота, на которой скорость спада АЧХ возвращается к значению 20 дБ/дек, не достигла частоты собственного полюса входного каскада (П2’ на рис. 3.24). В противном случае фазовый сдвиг не «успеет» уменьшиться к частоте среза всего усилителя, что приведет к неустойчивости.

От продолжительности участка АЧХ с удвоенной скоростью спада зависит амплитуда выброса на импульсной характеристике усилителя и длительность колебательного процесса установления выходного напряжения. Оптимальное время установления усилителя с двухполюсной коррекцией для зоны погрешности 1% (от установившегося значения) не должно превышать значения $5/f_{ср.\ оос}$. Время установления для зоны погрешностей 0,1% зависит, как правило, от конструктивной реализации УМЗЧ, и может быть довольно большим при неудачной разводке печатной платы или цепей питания.

## Скорость нарастания и условие динамической линейности

Настало время обсудить одну из важнейших динамических характеристик усилителей с ООС – скорость нарастания выходного напряжения, а также связанное с ней фундаментальное неравенство, называемое *условием динамической линейности*.

*Скорость нарастания* определяется как максимальная скорость изменения напряжения на выходе усилителя. Это наиболее значимое определение быстродействия усилителя, но оно редко указывается в качестве формальной строки в спецификации.

Скорость нарастания обычно выражается в вольтах на микросекунду (В/мкс), описывая максимально быстрое изменение сигнала на выходе усилителя. Скорость нарастания может быть использована для определения времени фронта (или положительного нарастания) и времени спада (или отрицательного нарастания) независимо, но в случае УМЗЧ она обычно используется в качестве единственного выражения, определяющего *минимальную* из двух скоростей, если не оговорено другое. Скорость нарастания обычно измеряется при помощи прямоугольных импульсов, приложенных ко входу усилителя, и определения времени фронта и среза на выходе, при резистивных эквивалентах нагрузки. При другом способе измерения, частота входного синусоидального сигнала повышается до тех пор, пока синусоида не вырождается в пилу.

Существует формула, которая связывает скорость нарастания $V_{макс}$, частоту синусоидального сигнала, выходное напряжение $U_{вых}$ и *полосу мощности* $f_{макс} = V_{макс}/2\pi U_{вых}$.

Например, имеется усилитель со скоростью нарастания 30 В/мкс, и надо узнать максимальную частоту синусоиды, которую он может воспроизвести *без видимых искажений* при выходном напряжении 35 В с.к.з., т. е. амплитуде 50 В. После несложных вычислений получаем 95 кГц. Следовательно, УМЗЧ со скоростью нарастания 30 В/мкс может воспроизводить синусоиду с частотой 95 кГц при выходном напряжении 35 В с.к.з. Отметим, что если выходная амплитуда удваивается до 100 В, скорость нарастания также должна быть удвоена до 60 В/мкс, чтобы воспроизвести ту же частоту 95 кГц. В книге Р.Слоуна приведена таблица, связывающая скорость нарастания выходного напряжения и выходную мощностьУМЗЧ для полосы мощности 80 кГц и нагрузки 8 Ом:

32 Вт с.к.з. – 11 В/мкс,
64 Вт с.к.з. – 16 В/мкс,
125 Вт с.к.з. – 23 В/мкс,
250 Вт с.к.з. – 32 В/мкс,
500 Вт с.к.з. – 45 В/мкс,
1 кВт с.к.з. – 64 В/мкс.

При 4-омной нагрузке значения мощности должны быть удвоены (т. е. 1 кВт/4 Ом требует 45 В/мкс и т.п.). Некоторые зарубежные авторы полагают, что указанные значения скорости нарастания являются минимальными для адекватного воспроизведения сигналов традиционных цифровых источников, например проигрывателей компакт-дисков и цифровых магнитофонов формата DAT. Неясно, однако, причем здесь параметры УМЗЧ.

Скорость нарастания усилителя с ООС неразрывно связана с его частотой среза по контуру ООС и максимальным выходным напряжением следующим соотношением, называемым *условием динамической линейности*:

$$V_{\text{макс}} \geq 2\pi f_{\text{ср ООС}} U_{\text{вых макс}}.$$

Это простое неравенство сводит воедино казалось бы независимые параметры: скорость нарастания усилителя с ООС, его частотную характеристику и линейный диапазон выходного напряжения. Однако главный его смысл в том, что *при любом значении скорости нарастания, которое удовлетворяет данному условию, общая отрицательная обратная связь никогда не разрывается,* какой бы сигнал мы не подали на вход усилителя! Любой, самый медленнодействующий усилитель с ООС, параметры которого удовлетворяют условию динамической линейности, никогда не перегрузится и будет контролировать свои искажения даже при наносекундных фронтах входных импульсов, просто отрабатывая их с максимально возможной скоростью, на которую он способен.

Как упоминалось ранее, наиболее дотошные исследователи причины возникновения так называемых *динамических интермодуляционных искажений* (DIM) отмечали их резкое снижение при увеличении коэффициента передачи УМЗЧ при прочих равных условиях. Теперь понятно, почему: при увеличении коэффициента передачи понижалась частота среза по контуру ООС и условие динамической линейности начинало выполняться. По этой же причине расширение полосы пропускания усилителя без соответствующего увеличения скорости нарастания только усугубляло проблему искажений.

Для примера, определим, какой минимальной скоростью нарастания выходного напряжения должен обладать УМЗЧ с расчетной частотой среза по контуру ООС (т. е. полосой пропускания) 1,9 МГц и максимальной амплитудой выходного напряжения 50 В. После несложных вычислений получаем 600 В/мкс. Такую скорость нарастания очень непросто получить в типовой схеме Лина или при использовании ИОУ во входном каскаде, но вполне возможно – в усилителях с параллельным высокочастотным каналом усиления.

Следует отметить, что условие динамической линейности предписывает минимальное значение скорости нарастания выходного напряжения, при котором не происходит разрыва ООС, для входных[9] сигналов с *бесконечным спектром*, т. е. неограниченной мощности. Как известно, таких сигналов в природе не бывает. Кроме того, для обеспечения высоких значений скорости нарастания требуются совершенно определенные энергетические возможности всех усилительных каскадов и цепей питания, которые небеспредельны. На практике достаточно ограничить скорость нарастания входного сигнала УМЗЧ при помощи простого RC-фильтра низких частот, чтобы застраховаться от динамической перегрузки даже при непредвиденных импульсных помехах. Но, во избежание грубых ошибок в расчете основных динамических параметров и режимов работы каскадов усилителей с общей ООС, надо всегда сверяться с условием динамической линейности. Мы вернемся к этому вопросу чуть ниже, а также при обсуждении примеров схемотехнической реализации УМЗЧ.

Кроме условия динамической линейности, скорость нарастания выходного напряжения входит в полезное выражение, позволяющее оценить уровень паразитной спектральной составляющей на заданной частоте синусоидального сигнала $f$ в выходном сигнале усилителя, охваченного общей ООС, с выходным каскадом, работающим в классе В или АВ:

$$U_{п} \approx \frac{2\pi U_{вых} f(U_0 + 2I_{н} R_{э.\,вк})}{V_{макс}(K_{f.\,оос} + 1)},$$

где $U_{вых}$ – выходное напряжение, $U_0$ - зона нечувствительности, $I_{н}$ – амплитуда тока нагрузки, $R_{э.\,вк}$ – сопротивление в цепи эмиттера мощного транзистора, $V_{макс}$ – скорость нарастания выходного напряжения, $K_{f\,оос}$ – глубина ООС ($K_y K_{оос}$) на данной частоте. Если условие динамической линейности не выполняется, то глубину ООС следует положить равной нулю.

Приведенная формула показывает, что вклад *переходных искажений*, обусловленных нелинейностью амплитудной характеристики выходного каскада (в классе В или АВ) в окрестностях зоны нечувствительности, можно эффективно ослабить не только увеличением петлевого усиления, но и повышением скорости нарастания выходного напряжения, которая, в данном случае, характеризует способность усилителя быстро преодолевать область компенсации падений напряжения на эмиттерных переходах транзисторов вы-

[9] В общем случае необходимо принимать во внимание и воздействия со стороны нагрузки.

ходного каскада при помощи генератора смещения. Поэтому повышения скорости нарастания целесообразно и в этом аспекте.

Для нашего типового УМЗЧ (см. рис. 3.20 и рис. 3.23) значение скорости нарастания выходного напряжения определяется *наименьшим* из трех следующих значений:

$V_{макс} = I_{ГСТ} /(C_0 + C_{кор}),$

$V_{макс} = I_{ЭП} / C_{кор},$

$V_{макс} = I_{КУН} /(C_1 + C_{кор}),$

т. е. током ГСТ входного дифференциального каскда, током эмиттерного повторителя на транзисторе Т13, током КУН через Т14, емкостью конденсатора частотной коррекции $C_{кор}$, совокупной емкостью на входе КУН ($C_0$) и совокупной емкостью нагрузки КУН ($C_1$).

Например, при токе ГСТ 1,3 мА, токе ЭП Т13 0,7 мА, токе КУН 7 мА, $C_{кор} = 50$ пФ, $C_0 = 30$ пФ, $C_1 = 70$ пФ:

$V_{макс}$ = 1,3мА/80пФ = 16,25 В/мкс,
$V_{макс}$ = 0,7мА/50пФ = 14 В/мкс,
$V_{макс}$ = 7мА/120пФ = 58 В/мкс.

Поэтому максимальное значение скорости нарастания для данной схемы составит 14 В/мкс. Проверим, как полученное значение согласуется с условием динамической линейности. При максимальной частоте среза 25 МГц, которую мы рассчитали выше, и коэффициенте передачи 23 В/В частота среза по контуру ООС составит 1,1 МГц. Если максимальное выходное напряжение усилителя равно 27В (например, при напряжении питания ±30 В), то минимальная скорость нарастания должна быть 6,28 x 1,1 x 27 = = 186 В/мкс, что на порядок выше значения, определенного на основе режимов работы каскадов и номинала емкости коррекции. Столь большое расхождение говорит о том, что частота среза, а следовательно и полоса пропускания усилителя, сильно завышены, а ток покоя дифференциального каскада следует существенно увеличить, но так, чтобы не возросла крутизна преобразования $S_{вх}$, т. е. номинал эмиттерных резисторов $R_э$ входного каскада надо скорректировать в большую сторону.

На практике, частота среза $f_{ср} \approx S_{вх}/(C_0 + C_{кор})$, поэтому максимальная скорость нарастания для рассматриваемой схемы составит $V_{макс} \approx 4\pi f_{ср} \varphi_T$. Чтобы удовлетворить *условию динамической линейности*, необходимо выполнить соотношение:

$$I_{ГСТ} / S_{вх} \approx 2 I_к R_э \geq U_{вых} / (1 + K_п),$$

где $I_к$ – ток коллектора транзистора Т1 дифференциального каскада, $K_п$ – коэффициент передачи усилителя. Для нашего примера, при токе ГСТ 1,3 мА и максимальном выходном напряжении 27 В значение $R_э$ составит 865 Ом.

Таким образом, при *фиксированном* $K_п$ (что свойственно УМЗЧ, которые являются масштабными усилителями, а не универсальными ОУ) приходится увеличивать ток ГСТ и/или эмиттерные сопротивления $R_э$. Для биполярных транзисторов отношение тока коллектора $I_к$ к крутизне существенно выше, чем для полевых транзисторов (ПТ) отношение тока стока $I_с$ к крутизне, поскольку крутизна ПТ от природы невелика. Поэтому для повышения скорости нарастания целесообразно во входном дифференциальном каскаде использовать *полевые транзисторы*; тогда, при небольшой крутизне преобразования и минимальном значении истоковых резисторов, можно реализовать требуемую скорость нарастания выходного напряжения *без увеличения частоты среза*. В общем случае скорость нарастания ИОУ с полевыми транзисторами больше в $U_T/\varphi_T$ раз, при одинаковой частоте среза, где $U_T$ – пороговое напряжения полевого транзистора. Если $U_T$ = 2 В, например, то преимущество составляет почти два порядка.

Полевые транзисторы успешно применяются в наиболее качественных интегральных ОУ не только по указанной выше причине. Дело в том, что зависимость ВАХ тока стока от входного сигнала ПТ практически не имеет других нелинейных составляющих, кроме квадратичных, в отличие от ВАХ биполярных транзисторов. На рис. 3.27 справа приведены графики спектров *быстрого преобразования Фурье* (БПФ, FFT) для каскадов на биполярных и полевых транзисторах.

Для *каскодного* КУН, как в схеме рис. 3.22, где нет промежуточного эмиттерного повторителя, скорость нарастания выходного напряжения при отсутствии ограничения по скорости нарастания во входном каскаде, будет определяться рабочим током КУН, конденсатором коррекции и совокупной емкостью нагрузки, т. е. $V_{макс} = I_{КУН}/(C_1 + C_{кор})$. Поэтому схема рис. 3.22 предпочтительна не только по линейным свойствам, но и с точки зрения быстродействия. Чтобы минимизировать значение $C_1$, а следовательно повысить скорость нарастания, каскодный КУН целесообразно нагружать на выходной каскад с *малой входной емкостью*.

Однако не стоит увлекаться повышением до 40 ... 50 мА тока КУН, как делают некоторые разработчики. Экспериментальные исследования показали, что оптимальным значением, с точки зрения тепловой интермодуляции и быстродействия, является 5 ... 8 мА.

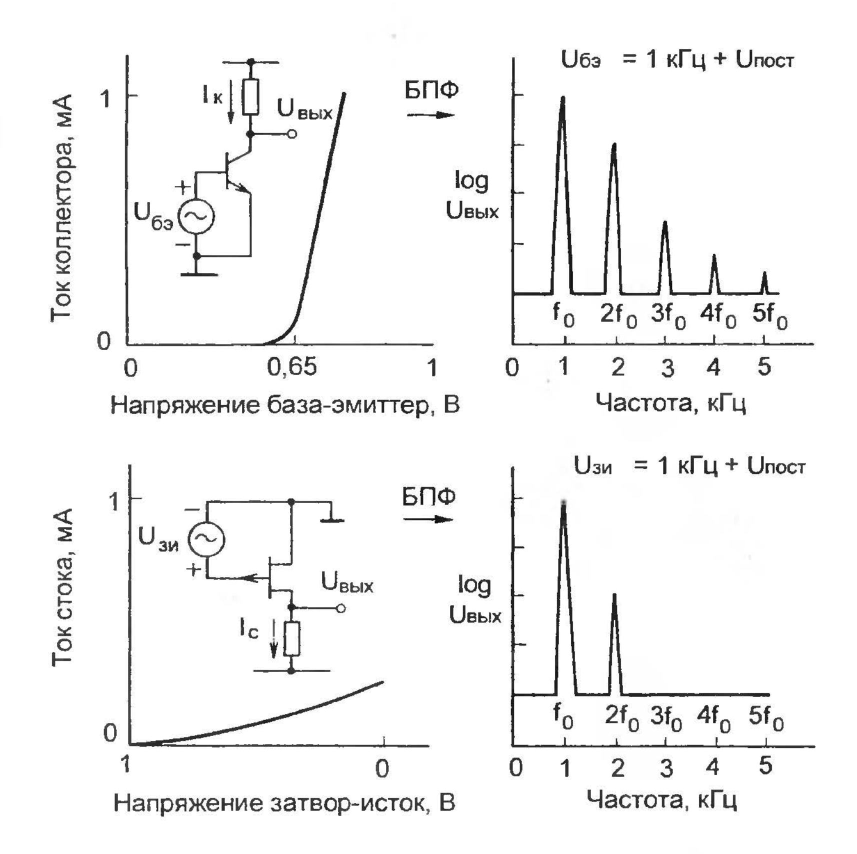



Рис. 3.27. Сравнительный анализ вольт-амперных характеристик и спектральных составляющих выходного сигнала усилительных каскадов на биполярных и полевых транзисторах на частоте 1 кГц (по материалам фирмы Burr-Brown).

Нельзя забывать, что диапазон изменения выходного напряжения КУН примерно равен сумме модулей питающих напряжений, т. е. достигает 100 В и выше; следовательно, изменение *мгновенной* мощности *внутри* транзисторных структур КУН может составить более 2, 5 Вт. Поскольку масса полупроводникового кристалла мала (в широкополосных КУН, по вполне понятным соображениям, нельзя использовать мощные транзисторы), а тепловое сопротивление переход-корпус относительно велико, возникает сильный локальный нагрев коллекторного перехода, который приводит к изменению его электрических свойств. Таким образом, в единственном каскаде усиления напряжения типового УМЗЧ появляется тепловая нелинейность с постоянной времени 5 ... 25 мс, которая зависит от



4—3558

конструкции транзистора. Как известно, *на любой нелинейности возникают интермодуляционные искажения*. Если нелинейность является частотно-зависимой, то возникают *дифференциально-фазовые искажения*.

В общем случае интермодуляция обусловлена тем, что *малосигнальное усиление* любого каскада (когда размах выходного сигнала значительно меньше т.н. линейного диапазона его амплитудной характеристики) *непостоянно* в пределах «линейного» диапазона. Это означает *перемножение* усиливаемых сигналов с соответствующим появлением новых, т. е. паразитных спектральных составляющих.

Ранее мы выяснили, что повышенная интермодуляция возникает во входном дифференциальном каскаде, когда он разбалансирован. Причиной возникновения интермодуляции в однофазных каскадах, особенно высоковольтных КУН, является *кубическая (в первом приближении) зависимость изменения тока коллектора от напряжения на переходе*. Дифференциально-фазовые искажения КУН обусловлены, в основном, тем, что *емкость коллекторного перехода зависит от напряжения на нем в степени ½*.

Нелинейная зависимость тока коллектора от напряжения значительно ослаблена в каскодной схеме, поскольку ток транзистора ОБ фиксирован, а эквивалентное динамическое сопротивление в цепи эмиттера очень велико. Большое значение для минимизации интермодуляции имеет малое выходное сопротивление схемы, задающей потенциал на базе транзистора ОБ, чтобы наличие внутренней обратной связи в транзисторе не приводило к изменениям напряжения на переходе эмиттер-база. Если для задания потенциала используется слаботочная схема на прямосмещенных диодах, целесообразно зашунтировать их (танталовым) электролитическим конденсатором небольшой емкости.

Нелинейность КУН, в том числе *тепловая*, проявляется в повышенном уровне интермодуляционных искажений, измеренных по методу SMPTE (Общество инженеров кино и телевидения), т. е. при подаче на вход усилителя низкочастотного (например, 60 ... 70 Гц) и высокочастотного (7 ... 8 кГц) синусоидальных сигналов в соотношении амплитуд 4:1 или 1:1. Нетрудно заметить, что нижняя испытательная частота попадает в указанный выше диапазон тепловой постоянной времени каскада. Исследования показали, что максимум тепловой нелинейности соответствует нижней испытательной частоте 100±30 Гц, при которой наблюдался и локальный рост дифференциально-фазовых искажений КУН; это явление не связано с пульсациями источника питания (при экспериментах использовались стабилизированные ИП). Интересно, что метод измерения интермодуляции, стандартизованный SMPTE (а также DIN), был предложен еще в начале 1930-х годов, – задолго до изобретения транзистора.

Кроме повышенной интермодуляции, плохие высокочастотные характеристики многих промышленных и любительских конструкций УМЗЧ обусловлены заблуждениями относительно КУН и его роли во взаимодействии входного и выходного каскадов усилителя. Попытки локальной линеаризации КУН на низких частотах (где общая ООС вполне эффективна) приводят к деградации топологии Лина, а стремление некоторых разработчиков к линеаризации *каждого* каскада УМЗЧ за счет местной ООС (перед приложением общей ООС) неэффективно с точки зрения теории автоматического регулирования.

Действительно, если КУН подвергается линеаризации, и его усиление по напряжению снижается, вход (точка подключения конденсатора коррекции) теряет свойства виртуальной земли сигнала, т.е. перестает быть то́ковым. Во входном дифференциальном каскаде возникает усиление по напряжению, а следовательно – емкость Миллера, что приводит к появлению второго низкочастотного полюса в разомкнутой АЧХ усилителя и соответствующему росту фазового сдвига. Несмотря на то, что разомкнутый коэффициент усиления в низкочастотной области практически не изменяется, мы вынуждены понижать частоту среза УМЗЧ, вводя, например, частотную коррекцию во входном каскаде, чтобы обеспечить устойчивость. В результате площадь усиления уменьшается, как и глубина общей ООС на высоких частотах, что ведет к увеличению вклада искажений выходного каскада, – главного источника нелинейности.

Охватывать общей ООС множество линеаризованных каскадов с малым коэффициентом усиления напряжения невыгодно, поскольку результирующая частота среза будет ниже, чем для одного каскада с большим усилением, не говоря о сложности формирования АЧХ многокаскадного усилителя и больших проблемах с обеспечением устойчивости такой многополюсной системы. На практике, линеаризация КУН возможна путем увеличения эмиттерного резистора ОЭ (до 100 ... 150 Ом) в *каскодной* схеме (при токе до 10 мА), – тогда она не приводит к сколь-нибудь заметному, в реальном усилителе, снижению разомкнутого усиления, частоты среза и выходного напряжения УМЗЧ.

В общем случае, добавление каскадов усиления заставляет вводить более глубокую частотную коррекцию, а также специальную фазовую коррекцию на опережение, чтобы как-то увеличить запас по фазе на частоте среза. В результате мы проигрываем в линейности (дополнительный каскад вносит свой вклад в искажения) и быстродействии, не говоря об усложнении схемы. В лучшем случае, в многокаскадном усилителе удается сформировать некое подобие АЧХ при двухполюсной коррекции (см. рис. 3.26), но при более низкой частоте среза и значительно меньшей скорости нарастания. Аналогичные проблемы могут возникать в УМЗЧ, использующих интегральные ОУ в качестве входного каскада, а также

в усилителях с выходными каскадами на комплементарных повторителях с ООС. В структуре с параллельным каналом усиления ничего подобного не происходит при условии корректного *сопряжения АЧХ* высокочастотного и низкочастотного каналов.

## Выходной каскад

Назначение выходного каскада (ВК) состоит в получении высокого выходного напряжения от КУН и его передаче на низкоомную реактивную нагрузку (т. е. акустическую систему). Поэтому ВК обычно является усилителем тока с единичным коэффициентом передачи по напряжению. Выходные каскады, усиливающие напряжение, применяются, в основном, для более полного использования напряжения питания.

Известны три основных разновидности искажений в ВК: *переходные искажения, искажения переключения* и *искажения на большом сигнале*, обусловленные падением коэффициента передачи тока выходных транзисторов. Последняя разновидность порождает, в основном, третью гармонику, если выходные транзисторы разной проводимости имеют близкие параметры.

В дополнение к трем основным механизмам возникновения искажений существуют проблемы тепловой стабильности и надежности. Все выходные каскады нагреваются, и большинство – довольно сильно. У биполярных транзисторов при нагревании возрастают токи утечки и снижается напряжение эмиттер-база. При отсутствии теплового регулирования на основе надежных измерений начального тока ВК на биполярных транзисторах идет в тепловой разгон. Ни для биполярных, ни для МОП-транзисторов недопустимо превышение максимума температурных параметров, если надо гарантировать надежность.

Дополнительные проблемы могут возникать при различных классах работы ВК. Например, в классе В превалируют переходные искажения, возникающие от неизбежного рассогласования база-эмиттерных характеристик комплементарных выходных приборов и нелинейности крутизны преобразования мощных транзисторов при малых токах. Важно понимать, что единственным различием между классами А, АВ и В является значение тока покоя выходных транзисторов.

В выходном каскаде, работающем в классе А, ток непрерывно протекает через все выходные приборы на протяжении полного периода сигнала. Класс А устраняет два из трех основных механизмов возникновения искажений, каждый из которых связан с характеристиками переключения полупроводниковых приборов. Поскольку в классе А транзисторы не выключаются ни на каком участке периода сигнала, то искажения переключения просто невозможны. Выходной каскад в классе А может быть максимально эффек-

тивен (к.п.д. приближается к 50%) только при максимальном уровне сигнала. Это объясняется тем, что рассеиваемая каскадом мощность должна оставаться постоянной независимо от уровня сигнала, если напряжение питания или ток покоя не изменяются. Различные методы повышения эффективности класса А основаны на динамическом управлении током покоя или напряжениями питания (известными как *скользящее смещение* или *динамическое смещение*), однако они не получили широкого распространения. Трудности слежения за максимальными уровнями музыкального сигнала приводят к большим динамическим искажениям, а эта проблема более серьезная, чем искажения переключения.

Если предположить, что любые неидеальности в транзисторах и пассивных элементах могли быть устранены (позволив гипотетическому двухтактному усилителю в классе А приблизиться к к.п.д. 50% при максимальном сигнале), то могут появляться значительные искажения ограничения на пиках музыкального сигнала, если нет запаса для их воспроизведения. Для обеспечения точной обработки музыкальных пиков максимальный уровень сигнала должен быть уменьшен не менее чем на 50%, что означает падение эффективности до еще более низкого уровня. В этом случае типовой ВК в классе А может рассеивать 240 Вт с.к.з. для подачи максимум 80 Вт на акустическую систему; номинальный уровень прослушивания не должен превосходить 40 Вт с.к.з. в предположении, что пики музыкального сигнала будут сглажены амплитудным ограничителем. Такая цифра является наименьшей для УМЗЧ, рассеивающего впустую 240 Вт, чтобы отработать 40 Вт полезной мощности. Но даже в этом случае динамические искажения будут более заметны, чем обычные уровни переходных искажений.

Усилители, работающие в классе А, потенциально могут почти не вносить искажений, если они правильно спроектированы и работают при пониженных уровнях громкости. Однако многие известные схемы усилителей в классе А звучат не так идеально, как должны в теории.

Класс АВ – не «чистый» класс, а плохое объединение характеристик классов А и В. Часто полагают, что класс АВ становится классом В, когда все смещение ВК снимается. Это неверно. Технически, класс В означает, что выходные приборы проводят только на протяжении половины (т. е. 180 градусов) периода сигнала. Для обеспечения такой работы, к выходным приборам должно быть приложено небольшое прямое смещение, чтобы преодолеть *несимметрию* их входных характеристик (напряжений база-эмиттер). Если убрать такое смещение, то выходные приборы начнут проводить *меньше*, чем на половине периода сигнала, продвигая режим работы выходного каскада ближе к классу С.

Режим работы в классе АВ наступает, когда выходной каскад

в классе В смещен слишком сильно, и выходные приборы проводят более, чем на половине периода сигнала. Это задумывалось для снижения переходных искажений, исходя из предположения, что выходные приборы будут в переходной области работать ближе к линейному классу А. На практике, однако, это привело к форме переходных искажений, вызываемых *удвоением проводимости*. То есть, в переходной области, когда все выходные приборы проводят одновременно, их коэффициенты передачи тока удваиваются (складываются), создавая ощутимое изменение в линейности. Такой эффект наблюдается также в усилителях, опосредованно (через цепи питания и обратной связи, наводки и т.п.) реагирующих на броски сквозного тока в переходной области. Работа выходного каскада в классе АВ также приводит к росту рассеиваемой мощности по сравнению с классом В, снижению эффективности и надежности. Класс АВ не дает каких-либо преимуществ, а приводит к деградации линейности и создает дополнительные проблемы отвода тепла, поэтому его использование, за редкими исключениями, нецелесообразно.

По меньшей мере 99% всех современных УМЗЧ используют режим класса В. Но существует и класс С, в котором ВК смещен таким образом, чтобы выходные приборы проводили ток сигнала менее чем на половине периода сигнала. Выходные каскады в классе С используются почти исключительно в радиочастотных схемах.

Усиление в классе D полностью отличается от любых других классов, так как включает в себя полное изменение формы представления первоначального аналогового сигнала, две стадии преобразования и заключительную реконструкцию первоначального сигнала. Оригинальный аналоговый сигнал линейного уровня усиливается по напряжению и преобразуется в высокочастотный прямоугольный сигнал, скважность которого модулируется входным сигналом. Когда модулированный прямоугольный сигнал должным образом проинтегрирован, аналоговый сигнал будет реконструирован. Такой способ преобразования аналогового сигнала называется широтно-импульсной модуляцией (ШИМ). Главное преимущество ВК с использованием ШИМ – эффективность. Поскольку выходные приборы работают как быстродействующие переключатели, а не в линейной области, к.п.д. приближается к 100%.

Первые усилители в классе D появились в виде наборов «сделай сам» в 1947 году. Фирма Infinity Systems попыталась найти рынок сбыта для нескольких улучшенных конструкций в 1970-х, но возникли проблемы надежности и плохого качества звучания. После ряда лет безуспешных попыток усовершенствования от класса D почти отказались. В середине 1980-х о классе D снова вспомнили, и он был использован в некоторых промышленных изделиях. Привлекательность класса D заключается в его теоретической эф-

фективности. Хотя были достигнуты значения к.п.д. свыше 90%, общие результаты были негодными для сколь-нибудь качественного звуковоспроизведения. Для получения приемлемой линейности, частота преобразования должна в 10 – 20 раз превышать высшую звуковую частоту, которую способен воспроизвести усилитель (чтобы интегрирующий LC-фильтр на выходе усилителя успел подавить несущую частоту). Если высшей частотой является 20 кГц, минимальная частота работы модулятора составит 200 кГц. Проблемы, связанные с подавлением радиочастотных и электромагнитных излучений от прямоугольного сигнала с частотой 200 кГц и амплитудой, сравнимой с напряжением питания, являются очень сложными. К тому же, сам принцип работы в классе D делает его очень чувствительным к изменениям импеданса нагрузки. Несколько крупных производителей, например, фирма Sharp, не так давно начали продвигать на рынок различные усилители в классе D, предназначенные для домашнего hi-fi и профессионального звукового вещания. Эти приборы реализованы на быстродействующих МОП-транзисторах, работающих на частоте свыше 200 кГц с минимальными потерями на переключение. Для создания «образа», более привлекательного в глазах покупателей, новые усилители называют «цифровыми», поскольку в них использованы цифровые процессоры обработки сигналов (DSP), а преобразование стандартной импульсно-кодовой модуляции (CD-audio) в широтно-импульсную осуществляется в цифровой форме. Фирма Texas Instruments в марте 2001 года выпустила специализированный набор интегральных микросхем TAS5010/5100 для реализации «цифрового усилителя». По мнению некоторых обозревателей, после настройки сквозной АЧХ (вместе с акустикой) при помощи измерительного микрофона, генератора шума и встроенного процессора, усовершенствованные «цифровые» усилители можно слушать без раздражения.

Класс G получается методом объединения двух каскадов, работающих в классе B, в один, причем один каскад работает от низких питающих напряжений, а другой – от высоких. Целью опять же является повышение к.п.д. Теоретически, каскад малой мощности (и с малым рассеиванием) может поддерживать основную нагрузку для большинства применений, тогда как каскад высокой мощности находится в постоянной готовности, мгновенно отслеживая высокие уровни звукового сигнала, пики и переходные процессы. Автоматическое переключение каскадов выполняется при помощи коммутирующих диодов. В гл. 5 будут приведены примеры УМЗЧ с выходным каскадом в классе G.

Класс H представляет собой другую попытку улучшения эффективности усилителя в классе B. В нем достигают основных результатов способом, аналогичным классу G, но вместо переключения между двумя наборами шин питания, схемы класса H подстраива-

ют уровни питающих напряжений под требования нагрузки. В принципе, это приводит к увеличению напряжений питания, когда требуется рост выходной мощности. В схемах класса H не требуется усложнение в виде двойного выходного каскада и цепей коммутации по сравнению с классом G. Но способ динамического управления источником питания является весьма сложным. Схема управления напоминает конденсаторную вольтодобавку, но применяются и другие методы. В 1998 году фирма Philips выпустила на рынок интегральную микросхему УМЗЧ типа TDA1562Q, в которой, кроме класса B (выходная мощность до 18 Вт/4 Ом), реализован и класс H (выходная мощность до 70 Вт/4 Ом). Режим класса H включается при большом размахе выходного сигнала, а также при температуре кристалла менее 120°C. Выходные каскады в классе H используются в мощной сценической аппаратуре, например в линейке усилителей фирмы Yamaha, когда долговременная надежность является главным критерием.

В истории развития техники для качественного звуковоспроизведения существовало много схемотехнических решений, использующих два и более принципа, подпадающих под основные классы усилителей. Например, усилитель фирмы Quad с токовым демпфированием (1975 г.) или некоторые модели усилителей торговой марки Technics (фирмы Matsushita Electric) конца 1980-х годов, являются разновидностью гибридов класса A и класса B. Линейка современных усилителей фирмы Carver позиционируется производителем в классе H, однако некоторые специалисты относят их к адаптивному классу G. Что, впрочем, не так важно.

Практически все современные УМЗЧ в классе B имеют выходные каскады, являющиеся разновидностью одной из четырех схем, показанных на рис. 3.28, *а–г*.

На рис. 3.28,*а* показана типовая схема выходного каскада на эмиттерном повторителе в классе B, так называемой стандартной «двойки» или составной схемы. Оптимальные характеристики ВК достигаются при напряжении смещения $U_{см}$ примерно 2,8 В, так как в цепь смещения последовательно включены четыре перехода база-эмиттер. Если напряжение база-эмиттер каждого транзистора положить равным 0,7 В, то суммарное напряжение на четырех переходах составит искомые 2,8 В. Генератор смещения типа «усиленный диод» обычно выполняется на одном транзисторе T10, как показано на схеме типового усилителя.

Тепловое слежение выполняет автоматическую подстройку $U_{см}$ относительно температуры полупроводников ВК. В выходном каскаде на биполярных транзисторах $U_{см}$ должно снижаться с повышением температуры полупроводников, чтобы компенсировать рост токов утечки, обусловленных положительным температурным коэффициентом, присущим всем биполярным транзисторам,

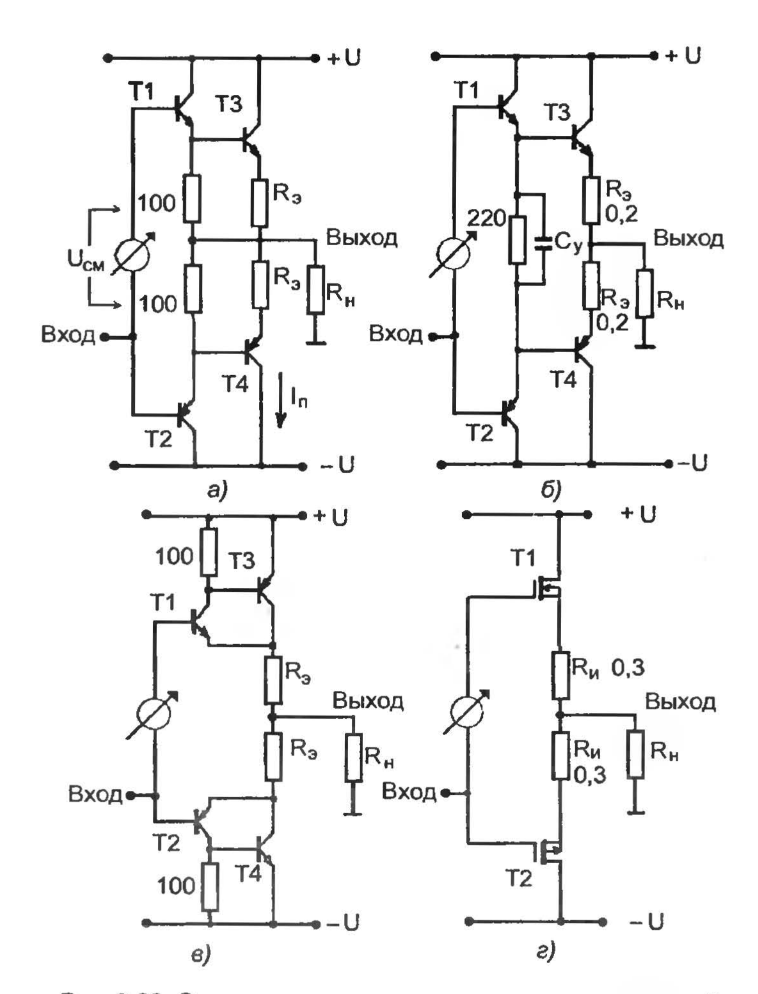



Рис. 3.28. Основные схемы выходных каскадов в классе В

а также уменьшение напряжение база-эмиттер (примерно 2 мВ/°С для кремниевых приборов). В противном случае, выходные приборы могут войти в режим саморазрушения, известный как *тепловой разгон*. Тепловое слежение осуществимо при установке генератора смещения Т10 на теплоотвод или корпус выходных транзисторов.

Однако, кроме защиты выходных приборов от теплового разгона, $U_{см}$ должно достаточно точно уменьшаться с ростом температуры, оставаясь на оптимальном уровне.

Если смещение $U_{см}$ не точно отслеживает изменения температуры, очевидным результатом будет увеличение искажений, но при оп-

тимальной установке $U_{см}$ они изменяются в небольших пределах.

Отстающее тепловое слежение является одним из основных недостатков ВК на эмиттерном повторителе. Транзистор Т10, электрически включенный в коллекторную цепь КУН и генерирующий $U_{см}$, отслеживает температуру выходных транзисторов через *инерционный* теплоотвод. В наиболее совершенных системах теплового слежения, например в усилителях фирмы Kenwood, термоизмерительный транзистор расположен на одной подложке с выходным транзистором специальной конструкции.

Другим недостатком выходного каскада на ЭП является мощность покоя, рассеиваемая в режиме холостого хода (без сигнала). В зависимости от питающих напряжений типовым значением мощности покоя, рассеиваемой одной парой транзисторов ВК на эмиттерном повторителе, является 10...15 Вт. При аналогичных условиях ВК на комплементарном повторителе с ООС (рис. 3.28,*б*) рассеивает 1...2 Вт.

Идеальным напряжением смещения является такое $U_{см}$, при котором каждый выходной транзистор (Т3 и Т4) проводит *ровно* 180 градусов периода синусоиды. Иначе говоря, Т3 должен выключиться точно в тот момент, когда Т4 включится, и наоборот. К сожалению, идеальной установки $U_{см}$ не существует, – можно лишь достичь квазистабильного соответствия, при котором угол проводимости для каждого комплементарного выходного прибора будет как можно ближе к 180 градусам. Увеличение $U_{см}$ от этого оптимума называют *пересмещением*, которое приводит к росту переходных искажений из-за удвоения проводимости. Снижение $U_{см}$ от точки оптимума называют *недосмещением*, которое также увеличивает искажения из-за сдвига работы к классу С. Эти явления проиллюстрированы рис. 3.29, где графики Б являются усредненными осциллограммами остаточного напряжения на выходе режекторного фильтра, настроенного на основную частоту (в данном случае 1 кГц) выходного сигнала усилителя (графики А). Опимальный ток покоя в данном случае составляет примерно 70 мА. При пересмещении оба транзистора открыты примерно ¼ периода сигнала. Недосмещение означает, что ток покоя составляет менее 10 мА.

Судя по графикам, пересмещение менее «вредно», чем недосмещение (хотя в численных выражениях общие гармонические искажения примерно совпадают), так как спектр паразитных гармоник располагается в более низкочастотной области, где он эффективно подавляется общей ООС усилителя.

Выходные каскады на эмиттерном повторителе имеют уникальное преимущество, касающееся переходных искажений при малых выходных уровнях над другими типами каскадов. Эту особенность

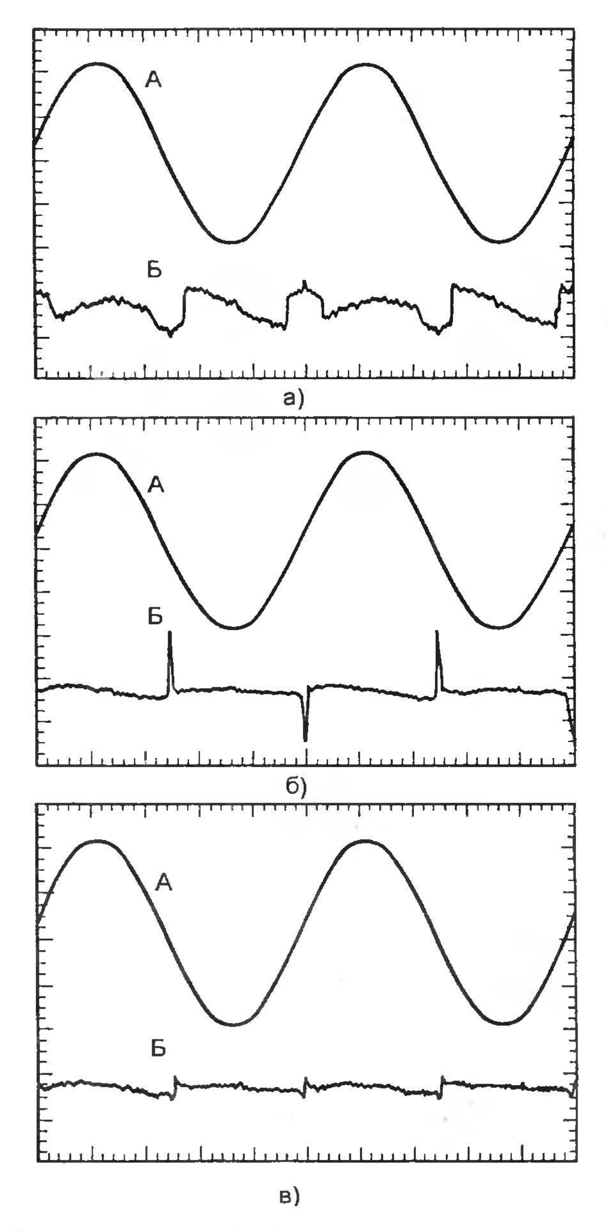



Рис. 3.29. Влияние смещения выходного каскада на переходные искажения при уровне мощности 150 Вт с.к.з., нагрузке 8 Ом и частоте 1 кГц, А – 10 В / дел., Б – 50 мВ / дел. (по данным Д.Селфа)
*а* – пересмещение; *б* – недосмещение; *в* – оптимальное смещение

отмечают Д. Селф и Р. Слоун. Диапазон переходного напряжения ВК на эмиттерном повторителе широк по сравнению с выходным каскадом на комплементарном повторителе с ООС (рис. 3.28,*в*), и простирается почти на 1,4 В в обе стороны от средней точки (а в трехкаскадных ЭП, так называемых «тройках», – на 2,1 В).

При низких выходных напряжениях, амплитудная характеристика ВК на ЭП является более пологой, что приводит к радикальному снижению паразитных высокочастотных гармоник с ростом частоты. Хотя общий уровень переходных искажений самого ВК не снижается, паразитные спектральные составляющие сдвигаются в *низкочастотную* область, где общая ООС усилителя более эффективно подавляет искажения. В результате, хорошо спроектированный УМЗЧ с выходным каскадом на эмиттерном повторителе может быть почти свободным от переходных искажений при низких уровнях мощности (2 Вт и менее). На рис. 3.30 показаны графики переходных искажений в зависимости от уровня сигнала и смещения на частоте 1 кГц при нагрузке 8 Ом.

В выходном каскаде на комплементарном повторителе с ООС переходные искажения также снижаются вместе с уровнем выходного сигнала. Но более узкая переходная область увеличивает относительную крутизну остаточного напряжения, поэтому паразитные высокочастотные гармоники на низких уровнях сигнала в таких каскадах примерно в 3 – 6 раз выше, чем в сравнимых ВК на эмиттерных повторителях.

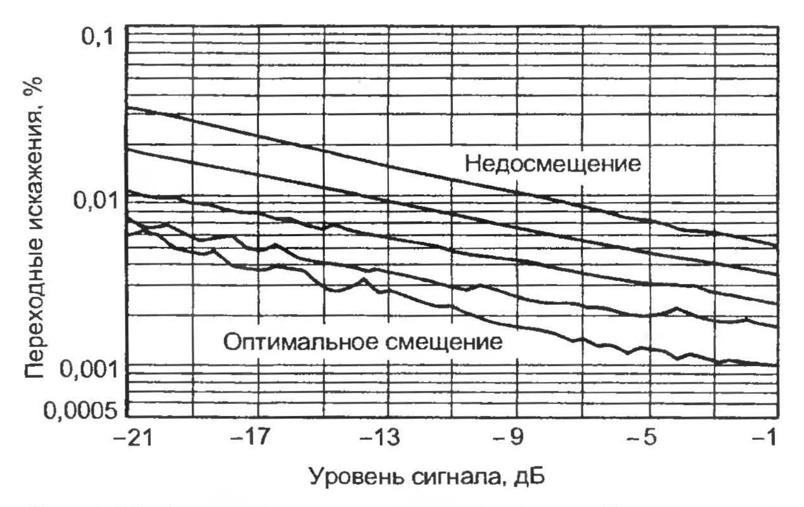



Рис. 3.30. Зависимость переходных искажений типового УМЗЧ с ВК на ЭП от уровня сигнала и смещения (по данным Д.Селфа):
Выходная мощность от 250 мВт до 25 Вт

Транзисторы Т1 и Т2 на схеме рис. 3.28,а называют предоконечными. Их задачей является буферизация, т. е. снижение влияния нагрузки на КУН, или увеличение коэффициента передачи тока выходных транзисторов. Выходной сигнал КУН (линейного каскада в классе А с импедансом, снижающимся с ростом частоты) поступает на вход ВК, входное сопротивление которого является нелинейным и отражает изменяющиеся условия нагрузки на выходе. На рис. 3.31 приведены графики входного сопротивления выходного каскада на эмиттерных повторителях в зависимости от напряжения сигнала и сопротивления нагрузки.

Очевидно, нагрузка на КУН весьма нелинейна (нечетного порядка), даже если рассматривать только активную составляющую входного импеданса ВК. Поскольку графики несимметричны относительно вертикальной оси, проведенной через точку 0В, неизбежно возникновение четных гармоник. При выходном сопротивлении КУН на постоянном токе около 100 кОм, например, коэффициент передачи связки КУН-ВК будет изменяеться от 0,02 до 0,31 В/В во всем диапазоне выходного напряжения! Но в низкочастотной области петлевое усиление типового усилителя настолько велико, что можно *почти* не обращать на это внимания.

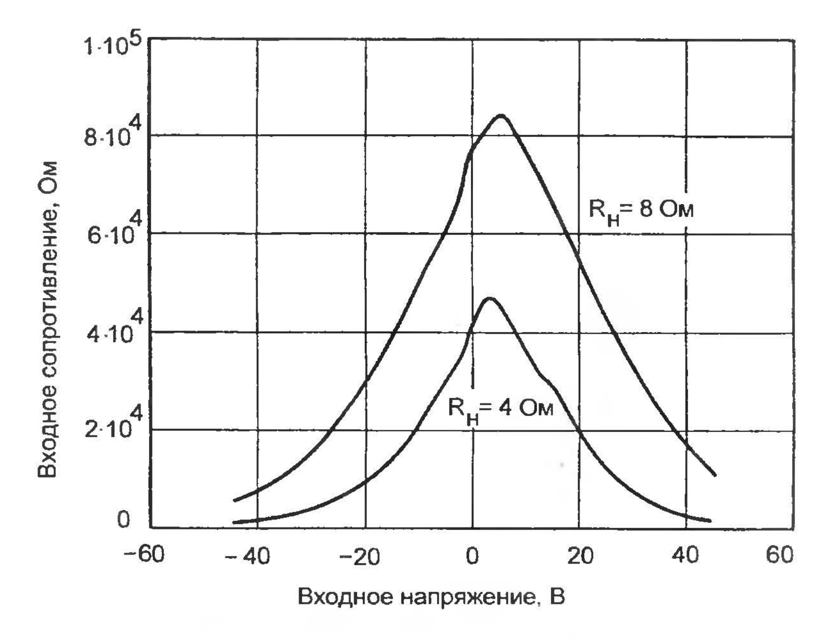



Рис. 3.31. Графики входного сопротивления выходного каскада на основе составного эмиттерного повторителя (по данным Д.Селфа)

Несмотря на то, что в типовой схеме УМЗЧ выходное сопротивление КУН на частоте 1 кГц уже составляет 3 ... 5 кОм, снижаясь со скоростью 20 дБ на каждую декаду увеличения частоты, для каскодного КУН желательно использовать в выходном каскаде дополнительный эмиттерный повторитель (т. е. ВК в виде «тройки»), чтобы в полной мере реализовать потенциал высокого усиления и линейности каскодной схемы, а также снизить входную емкость ВК. Последнее обстоятельство важно для повышения скорости нарастания КУН и запаса по фазе на частоте среза усилителя.

На рис. 3.32 показаны графики коэффициента передачи ВК на ЭП в зависимости от напряжения сигнала и сопротивления нагрузки (выходная комплементарная пара MJ802/ MJ 4502).

Из графиков следует, что типовая *нелинейность коэффициента передачи* выходного каскада на основе ЭП составляет более 10% при сопротивлении нагрузки 4 Ом, и всю эту нелинейность необходимо компенсировать при помощи общей ООС. Высокий нечетный порядок нелинейности в переходной зоне (в окрестности нуля входного напряжения) обусловливает появление интермодуляции и высокочастотных паразитных гармоник, поэтому петлевое усиление УМЗЧ должно быть достаточно велико вплоть до ультразвуковых частот (здесь не обойтись без двухполюсной коррекции АЧХ). Резкое ухудшение линейности на краях диапазона при малых нагрузках обусловлено эффектом *падения коэффициента*

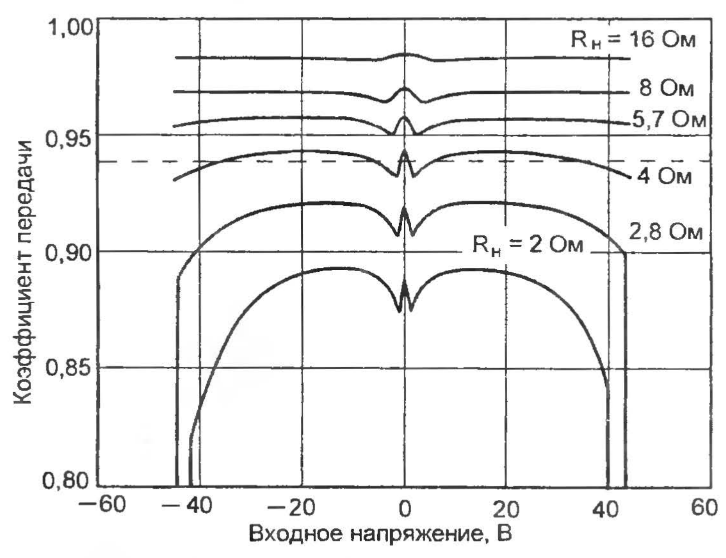



Рис. 3.32. Зависимости коэффициента передачи выходного каскада на основе ЭП от входного напряжения при различных сопротивлениях нагрузки (по данным Д.Селфа)

*передачи тока* выходных транзисторов (beta drop). Существуют специально разработанные для УМЗЧ мощные биполярные транзисторы, например классическая комплементарная пара 2SC3281/2SA1302 фирмы Toshiba, у которых относительное снижение β при больших токах существенно меньше, что способствует общему снижению нелинейности коэффициента передачи ВК примерно в 1,5 раза.

На рис. 3.28,*б* показана усовершенствованная схема ВК на эмиттерном повторителе. Ее работа идентична схеме рис. 3.28,*а*, за исключением улучшенной работы при переключении, обеспеченной дополнительным конденсатором $C_У$, который включен между базами выходных транзисторов. Два эмиттерных резистора предвыходного каскада превратились в один, вдвое большего номинала.

Выходные транзисторы должны обладать способностью управлять значительными токами и рассеивать относительно высокие мощности. Единственным способом удовлетворить этим требованиям является увеличение размера кристалла полупроводника, что неизбежно приводит к пропорциональному увеличению емкости перехода, которая объясняет относительно невысокое быстродействие транзисторов большой мощности. В режиме класса А внутренняя емкость выходных транзисторов влияет только на устойчивость и дифференциально-фазовые искажения. Но в режиме класса В выходные транзисторы должны быстро выключаться, когда их период проводимости заканчивается, в противном случае возникает нежелательное состояние, когда оба выходных транзистора проводят одновременно, – так называемая *перекрестная проводимость*. Увеличенные искажения, обусловленные перекрестной проводимостью, называют *искажениями переключения*, и они представляет некоторую проблему для высокочастотной линейности выходного каскада.

Схема работает следующим образом. Когда положительная полуволна напряжения заканчивается, она оставляет положительный заряд на базе транзистора Т3. Как только напряжение сигнала КУН перейдет в отрицательную область, напряжение на эмиттере Т2 уже должно быть на 0,7 В более отрицательно, чем на эмиттере Т4, чтобы преодолеть падение напряжения на переходе база-эмиттер транзистора Т4. Через резистор между эмиттерами Т1 и Т2 начинает протекать ток, и на нем образуется отрицательное падение напряжения, которое прикладывается к эмиттеру Т2, увеличивая отрицательный потенциал. Этот небольшой отрицательный потенциал прикладывается к базе Т3 через тот же резистор и ускоряющий конденсатор $C_У$, что заставляет положительный заряд покинуть базу транзистора Т3, и он быстро выключается. Про-

тивоположные по знаку эффекты происходят с Т4 во время изменения сигнала от минуса к плюсу.

В зависимости от типа выходных приборов, ускорение выключения может быть значительным, что приводит к уменьшению общих гармонических искажений собственно выходного каскада примерно в 1,5 раза на частоте 20 кГц (типовое значение $C_y$ = 1 мкФ). Спектр искажений переключения напоминает спектр переходных искажений, но первые не проявляются при частоте входного сигнала ниже 10 кГц. На рис. 3.33 приведены графики переходных искажений в зависимости от уровня и частоты сигнала при сопротивлении нагрузки 8 Ом.

В некоторые схемы выходных каскадов, такие как комплементарный повторитель с ООС, невозможно внедрить цепь ускорения выключения. В таких случаях помогает снижение импеданса, т. е. уменьшение номиналов резисторов предоконечного каскада. При этом, к сожалению, увеличивается рассеивание мощности в предоконечных транзисторах и усугубляется эффект падения коэффициента передачи тока.

На рис. 3.28,*в* показана типовая схема ВК в классе В на комплементарном повторителе (КП) с ООС. Отметим, что оптимальное значение напряжения смещения $U_{см}$ = 1,296 В составляет примерно половину от значения, необходимого для выходного каскада

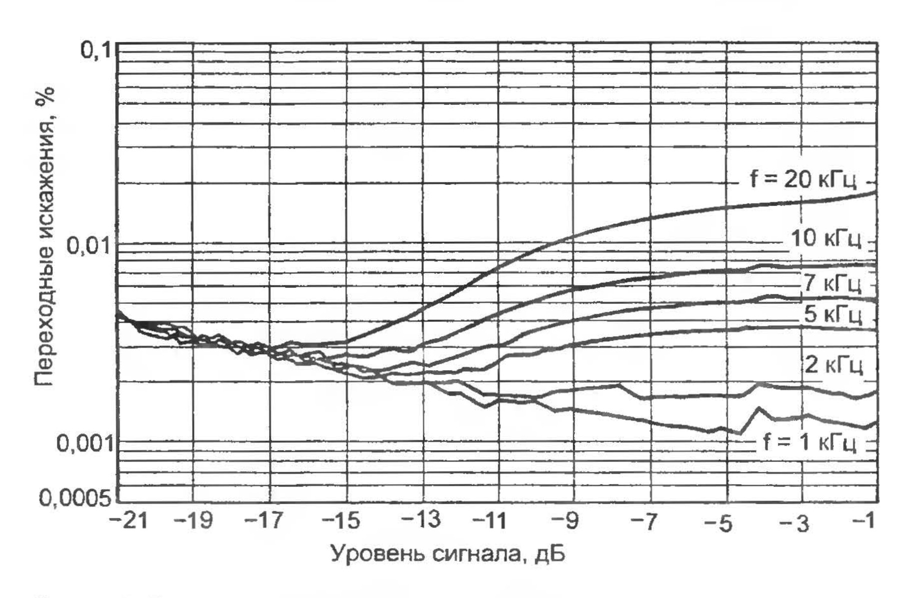



Рис. 3.33. Зависимость переходных искажений типового УМЗЧ с ВК на ЭП от уровня и частоты сигнала (по данным Д.Селфа):
Выходная мощность от 250 мВт до 25 Вт

на эмиттерном повторителе, так как в петле $U_{см}$ находятся только два эмиттерных перехода транзисторов Т1 и Т2 в отличие от четырех переходов в ВК на эмиттерном повторителе.

Выходная конфигурация КП с ООС (иногда называемая «парой Шиклаи» – Sziklai pair) имеет существенные отличия в работе по сравнению с ЭП, и все они проистекают от того, что *оба* транзистора охвачены последовательной ООС (в выходном каскаде на ЭП они охвачены обратной связью порознь). В комплементарном повторителе необходимо осуществлять тепловое слежение $U_{см}$ только за предоконечными транзисторами. Любые тепловые изменения параметров выходных транзисторов будут скомпенсированы местной ООС. Следовательно, стабильность тока покоя значительно превосходит ВК на ЭП. Местная 100%-ная ООС примерно в 2 раза повышает линейность выходного каскада. Поэтому выходным каскадам на КП с ООС присуща более высокая собственная линейность, что важно для подавления эффекта падения коэффициента передачи тока. На рис. 3.34 приведены графики коэффициента передачи КП с ООС в зависимости от сопротивления нагрузки и напряжения входного сигнала.

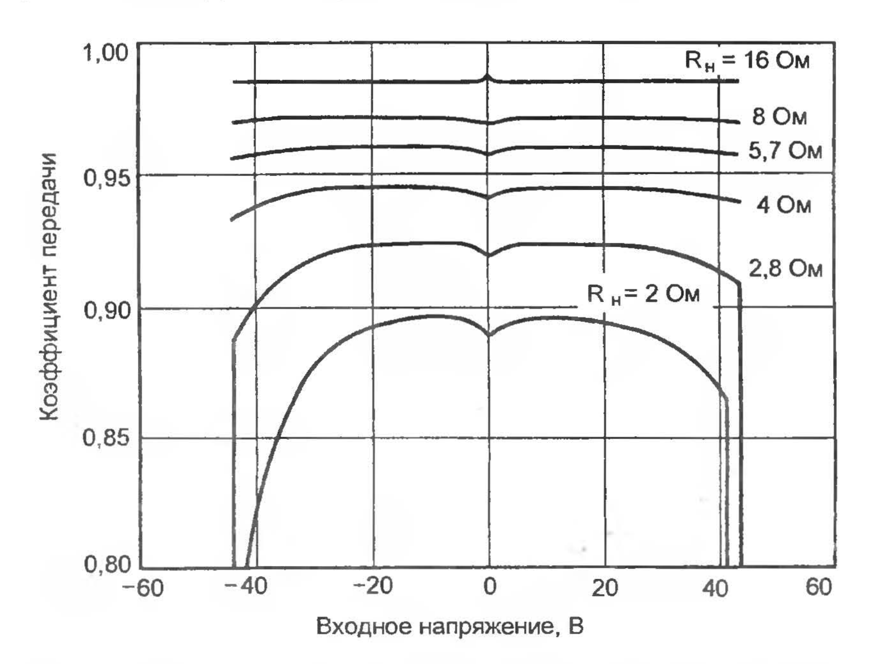



Рис. 3.34. Зависимости коэффициента передачи выходного каскада на комплементарном повторителе с ООС от входного напряжения и сопротивления нагрузки (по данным Д.Селфа)

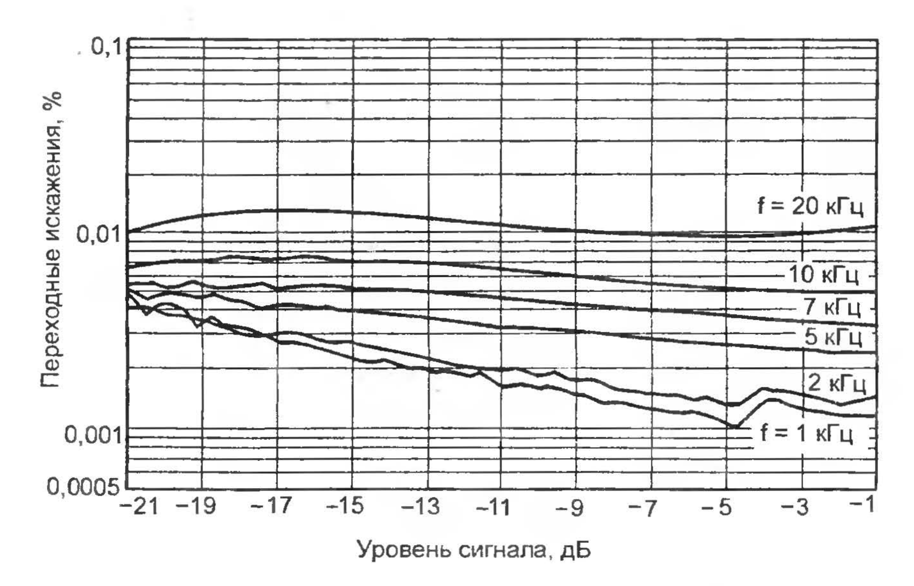



Рис. 3.35. Зависимость переходных искажений типового УМЗЧ с выходным каскадом на КП с ООС от уровня и частоты сигнала (по данным Д.Селфа). Выходная мощность от 250 мВт до 25 Вт

Рассматривая графики можно отметить, что характер нелинейности данного ВК вблизи нуля более «гладкий» по сравнению с ЭП, а нелинейность коэффициента передачи составляет менее 5% (размах) при сопротивлении нагрузки 4 Ом.

На рис. 3.35 приведены графики переходных искажений в зависимости от уровня и частоты сигнала при сопротивлении нагрузки 8 Ом, из которых следует, что местная ООС делает свое дело: при больших уровнях сигнала искажения увеличиваются медленнее, чем в выходном каскаде на эмиттерных повторителях, поскольку подавляется эффект падения коэффициента передачи тока. Однако на высоких частотах, как уже говорилось, искажения комплементарного повторителя при малых уровнях мощности выше, но практически не возрастают с увеличением частоты.

Несмотря на то, что КП с ООС значительно превосходит ЭП по линейности, термостабильности и предоставляет возможность усиления по напряжению (небольшой, до 2 дБ, коэффициент передачи ВК позволяет почти полностью использовать напряжение питания), он не получил широкого распространения в УМЗЧ, хотя, например, применяется почти во всех моделях усилителей известной фирмы Bryston. Основной причиной такой непопулярности является потенциальная неустойчивость каскада. Возвращаясь к рис. 3.28,*в*, представим себе конденсаторы, будто бы включенные между выводами

базы и коллектора транзисторов T1 и T3, – те самые емкости Миллера. При увеличении частоты сигнала емкость Миллера начинает все больше влиять на поведение схемы, обусловливая потери в петлевом усилении, а также запаздывание по фазе между входным и выходным напряжениями. Поскольку КП с ООС имеет 100%-ную ООС, на определенной частоте сдвиги фаз складываются и отрицательная обратная связь, приложенная к эмиттеру T1, начинет переходить в положительную, что вызывает рост коэффициента передачи ВК по напряжению. Этому явлению неизбежно сопутствуют эффекты «звона» и паразитной генерации. Запас устойчивости комплементарного повторителя с ООС в определяющей степени зависит от емкостных параметров и коэффициента передачи тока используемых мощных транзисторов.

Включение такого «капризного» выходного каскада в петлю общей ООС может привести к неприятному эффекту: если паразитный пик усиления не подавлен и проявляется до частоты среза усилителя, самовозбуждение последнего (пороговое или постоянное) практически неизбежно. Кроме того, фазовый сдвиг на максимуме усиления достигает минус 90 градусов и далее нарастает. Частота и добротность пика зависит от усиления в петле местной ООС и емкостных параметров выходных и предоконечных приборов. Компьютерное моделирование показывает, что для разных типов мощных транзисторов частота максимума располагается от 2 до 17 МГц, а повышение усиления может достигать 20 дБ. Поэтому частота среза УМЗЧ должна быть ниже этих значений, а скорость спада АЧХ *выше нее* следует ускорить насколько это возможно (и необходимо), чтобы избежать незатухающей высокочастотной колебательности на импульсных сигналах.

Мощные полевые МОП-транзисторы, пригодные для применения в выходных каскадах УМЗЧ, появились на рынке в середине 1970-х годов. Была надежда, что МОП-транзисторы могли бы обеспечить значительные преимущества над биполярными в усилителях большой мощности, но самые первые попытки использования вертикальных МОП-транзисторов не были успешными из-за отсутствия хороших комплементарных приборов. В 1977 году фирма Hitachi выпустила новый тип планарных МОП-транзисторов, обычно называемых боковыми (lateral) МОП-транзисторами, в виде комплементарных пар. Боковые МОП-транзисторы являются, вероятно, единственными мощными полупроводниковыми приборами, когда-либо производимыми исключительно для применения в УМЗЧ.

Все МОП-транзисторы, используемые в звуковых усилителях, являются приборами, работающими в режиме обогащения, при котором ток сток-исток не протекает до тех пор, пока не приложено напряжение между затвором и истоком. Это обстоятельство позво-

ляет использовать МОП-транзисторы в уже существующих схемах выходных каскадов на биполярных транзисторах. Все эти годы продолжалось совершенствование вертикальных МОП-транзисторов (VMOS или HEXFET), и сейчас доступны комплементарные пары этого семейства. Вертикальные МОП-транзисторы первоначально предназначались для мощных импульсных схем, но некоторые приборы приспосабливались для линейных устройств. Например, имеется положительный опыт применения в УМЗЧ комплементарной пары вертикальных МОП-транзисторов типа IRF640/IRF9640 (см. примеры схем УМЗЧ).

Боковые МОП-транзисторы имеют некоторые преимущества над биполярными, но также и недостатки. Рэнди Слоун формулирует преимущества примерно так:

1. Боковые МОП-транзисторы имеют нулевой температурный коэффициент при небольших токах стока, обычно 200 мА и ниже. Иначе говоря, у боковых МОП-транзисторов температурный коэффициент становится положительным, как у биполярных транзисторов, но *при больших токах* стока (свыше 400 мА) он *отрицательный*, что автоматически ограничивает ток стока при росте температуры. Такая характеристика является идеальной для звуковых усилителей, поскольку устраняет много проблем, появляющихся в ВК на биполярных транзисторах при разогреве. Во-первых, нет больше необходимости отслеживать температуру выходных транзисторов при помощи напряжения смещения. Это может означать исключение транзистора – генератора смещения. Во-вторых, это облегчает решение различных конструкционных проблем, связанных с соответствующим расположением теплоотвода. Боковые МОП-транзисторы можно не устанавливать на том же самом теплоотводе, поскольку отсутствует необходимость в тепловой обратной связи. В-третьих, можно не использовать истоковые резисторы (по аналогии с низкоомными эмиттерными резисторами в схемах на биполярных транзисторах) для равномерного распределения тока в параллельных выходных приборах: отрицательный температурный коэффициент боковых МОП-транзисторов автоматически скорректирует разбаланс токов.
2. Боковые МОП-транзисторы не подвержены вторичному пробою. Такое свойство не только повышает теоретическую надежность, но и устраняет необходимость в сложной схеме защиты, которую можно упростить до примитивного ограничителя тока.
3. Боковые МОП-транзисторы не демонстрируют параметров, аналогичных падению коэффициента передачи тока у биполярных транзисторов. Это устраняет один из основных источников искажений в выходных каскадах.

4. Боковые МОП-транзисторы относительно более выносливые и неприхотливые. Комплементарные приборы 2SK1058/2SJ162 производства Hitachi (розничная цена в Москве около 9 долл. США за пару), например, защищены от статического разряда встроенным диодом, устойчивы к вторичному пробою и обладают свойством автоматического ограничения тока. Надежность любого УМЗЧ с выходным каскадом на боковых МОП-транзисторах очень высока по сравнению с аналогичным устройством на биполярных транзисторах, даже если выходной каскад на биполярных транзисторов снабжен совершенной схемой защиты.
5. Боковые МОП-транзисторы, подобно всем МОП-транзисторам, управляются напряжением. Т. е. они не требуют никакого управляющего тока, кроме того, который необходим для перезарядки их относительно большой емкости затвора. Следовательно эффект нагружения КУН выходным каскадом на МОП-транзисторах на постоянном токе минимален.
6. Боковые МОП-транзисторы не обладают памятью заряда, поэтому невосприимчивы к искажениям переключения.
7. В редких случаях выхода из строя МОП-транзисторы обычно пробиваются «мягко», закорачивая затвор на исток. В наихудшем случае пробивается канал, но очень редко таким образом, чтобы вызвать цепное разрушение предшествующих каскадов.
8. Точность поддержания напряжения смещения для оптимума переходных искажений ВК на МОП-транзисторах не является столь критичной по сравнению с выходным каскадом на биполярных транзисторах.
9. Боковые МОП-транзисторы имеют более широкую полосу пропускания, чем мощные биполярные. Они способны переключаться гораздо быстрее, чем биполярные транзисторы из-за отсутствия эффекта рассасывания неосновных носителей (см. п.6).

Хотя все перечисленные особенности боковых МОП-транзисторов выглядят привлекательно, эти приборы не столь совершенны:

1. Для оптимальной работы боковым МОП-транзисторам необходим более высокий ток покоя, чем биполярным. Это снижает к.п.д. выходного каскада, но не существенно. Дополнительные потери ВК на МОП-транзисторах составляют примерно 5%, т. е. на каждые 100 Вт, отдаваемых в нагрузку, рассеиваются дополнительные 5 Вт. Боковые МОП-транзисторы также имеют более высокое сопротивление во включенном состоянии по сравнению с сопротивлением насыщения биполярных транзи-

сторов. Такое свойство приводит к увеличению рассеиваемой мощности при низком импедансе нагрузки, поэтому желательно запараллеливание выходных приборов. Однако, учитывая в 2 – 4 раза большую емкость затвора по сравнению с емкостью база-коллектор биполярных транзисторов (сравнимых по току коллектора), параллельное включение МОП-транзисторов приводит к запредельной емкостной нагрузке КУН, не говоря уже о себестоимости такого выходного каскада (МОП-транзисторы для звуковых применений в 2 – 3 раза дороже биполярных).

2. Напряжение затвор-исток боковых МОП-транзисторов превышает напряжение база-эмиттер БТ (для вертикальных МОП-транзисторов оно существенно выше и составляет 4 ... 6 В). Более высокое сопротивление в открытом состоянии в совокупности с повышенным напряжением затвор-исток приводят к снижению максимальной выходной мощности до 10% по сравнению с ВК на биполярных транзисторах при тех же питающих напряжениях.
3. Крутизна ВАХ боковых МОП-транзисторов значительно меньше, чем у биполярных сравнимой мощности, что эквивалентно пропорциональному снижению линейности.
4. Боковые МОП-транзисторы более подвержены паразитной генерации. К счастью, ее возникновение легко предотвратить путем введения антипаразитных резисторов в цепь затвора. При этом, правда, появляется еще один высокочастотный полюс в передаточной характеристике усилителя.

УМЗЧ на МОП-транзисторах не очень распространены среди профессиональных устройств, как можно было бы ожидать, исходя из их преимуществ. Выходные каскады на МОП-транзисторах не являются лучшим выбором в данном аспекте из-за их меньшего к.п.д. по сравнению с биполярными транзисторами. Производители всегда стремятся снизить себестоимость изделий, а стоимость боковых МОП-транзисторов существенно выше. Все это печально, поскольку профессиональные усилители большой мощности – именно те устройства, где боковые МОП-транзисторы наиболее уместны по соображениям надежности.

На рис. 3.28,*г* показан ВК на МОП-транзисторах в режиме истокового повторителя. Для комплементарной пары 2SK1058/2SJ162, например, оптимальное напряжение смещения составляет 1 В. Из-за большой входной емкости боковых МОП-транзисторов (площадь затвора пропорциональна крутизне), есть насущная потребность в буферном эмиттерном повторителе. В резисторах в цепи истоков нет особой необходимости, но они присутствуют во многих схемах в качестве токоизмерительных элементов для схем ограничения тока.

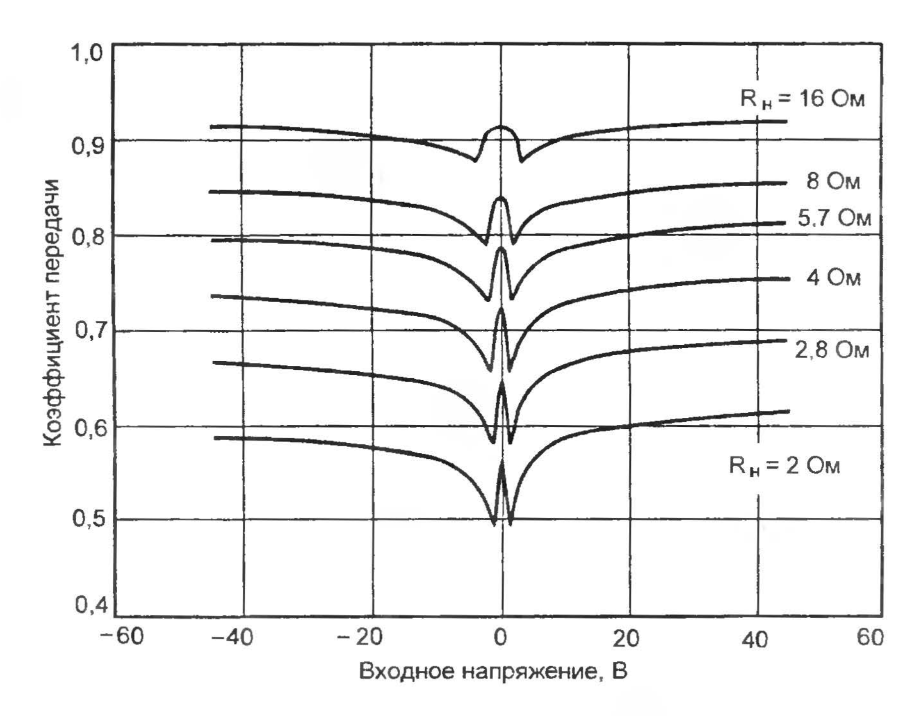



Рис. 3.36. Зависимости коэффициента передачи выходного каскада на истоковом повторителе от входного напряжения при различных сопротивлених нагрузки (по данным Д.Селфа)

На рис. 3.36 приведены графики коэффициента передачи выходного каскада на истоковом повторителе от входного напряжения и сопротивления нагрузки (комплементарная пара 2SK135/2SJ50).

Бросаются в глаза отличия от аналогичных графиков для выходного каскада на эмиттерном повторителе: коэффициент передачи сильнее зависит от нагрузки (так как крутизна меньше); не проявляется эффект нелинейности для больших токов («крылья» всех графиков параллельны и характеристика более симметрична относительно нулевого уровня); значение переходных искажений слабо зависит от нагрузки, меняется лишь их спектральный состав – при снижении сопротивления нагрузки паразитные гармоники нечетного порядка перераспределяются в высокочастотную область.

Дуглас Селф приводит с.к.з. общих гармонических искажений, рассчитанные при помощи анализа Фурье по графикам зависимостей коэффициента передачи для ВК на ЭП, КП с ООС и истокового повторителя на МОП-транзисторах. Для сопротивления нагрузки

4 Ом и входного напряжения ±40 В результаты следующие: ЭП – 0,042%, КП с ООС – 0,03%, истоковый повторитель – 0,84%. Характеризуют ли приведенные цифры «прозрачность» этих выходных каскадов для звука? Полагаю что нет. Во-первых, они не дают представления о спектральном распределении паразитных гармоник. Во-вторых, это – *среднеквадратические* значения (с.к.з.), реконструированные по графикам амплитудных характеристик на *постоянном токе*, т. е. в статике. (Слух человека не усредняет измерения подобно тепловому вольтметру с.к.з., а реагирует на мгновенные значения.) И, наконец, не следует забывать об *интермодуляционных искажениях*, которые возникают на любой нелинейности амплитудной характеристики.

Предположим, на вход ВК поданы две синусоиды: низкочастотная $f_1$ с двойной амплитудой $A_1$ ±20 В и высокочастотная $f_2$ с амплитудой $A_2$ несколько десятых вольта. Результирующий сигнал, по виду на экране осциллографа, будет представлять собой утолщенную синусоиду низкой частоты. Зависимость коэффициента передачи от входного напряжения является нелинейной, т. е. при среднем значении 0,94 В/В для выходного каскада на ЭП (штриховая линия на рис. 3.32), например, он изменяется в пределах ±0,047 В/В в разных точках амплитудной характеристики. Будет ли на выходе такого каскада амплитуда высокочастотного сигнала постоянной по всему размаху низкочастотной синусоиды? Конечно нет. Это и есть интермодуляция. В данном случае, легко представить (и увидеть на экране осциллографа после фильтра высоких частот), как низкочастотный сигнал модулирует *огибающую* амплитуды высокочастотного сигнала, т. е. происходит *перемножение* двух сигналов. Если частоты сигналов близки, их суммарно-разностные частоты – продукты интермодуляции, т. е. спектральные составляющие ($A_1 f_1 \pm A_2 f_2$) появляются далеко от порождающих сигналов. Паразитные суммарно-разностные сигналы, в свою очередь, производят новые спектральные составляющие, которые вступают во взаимодействие между собой, и т.д. Все вышеизложенное относится к любым усилительным каскадам.

Чтобы не возникала столь неприятная для достоверного звуковоспроизведения, ситуация необходимо уделять первоочередное внимание подавлению именно интермодуляционных искажений: там, где их нет (при измерении любым методом), – нет и гармонических искажений. Странно, что подавляющее большинство разработчиков УМЗЧ не обращают на это обстоятельство должного внимания.

Вывод: при оценке всех видов искажений, которые может вносить выходной каскад УМЗЧ, можно ориентироваться на амплитуд-

ную характеристику или, что более наглядно, на зависимость коэффициента передачи от входного напряжения: размах ее нелинейности является отправной точкой для определения необходимой, для компенсации любых искажений, глубины общей ООС. Кроме того, коэффициент передачи каскада и его нелинейность изменяются в зависимости от частоты[10], поэтому неизбежно возникают дифференциально-фазовые искажения. (Вспомним, что коэффициент передачи тока транзистора зависит от частоты, а емкостные параметры – от приложенного напряжения.)

Надеюсь, читателю теперь понятно, что отсутствие глубокой общей ООС в усилителе при таком характере и величине нелинейности выходных каскадов не позволяет реализовать УМЗЧ сколь-нибудь приемлемого качества. В этом контексте любые заявления о «превосходном» звучании УМЗЧ без ООС нельзя рассматривать как достоверные.

На рис. 3.37,*а* показан способ запараллеливания истоковых повторителей в ВК, призванный улучшить работу каскада при сопротивлениях нагрузки менее 16 Ом. Номиналы резисторов в цепях затворов являются типичными для комплементарных приборов типа 2SK1058/2SJ162.

Дополнительные резисторы по 150 Ом изолируют КУН от большой емкости затвора боковых МОП-транзисторов. Такой способ «изоляции», наряду с антипаразитными резисторами в цепи затвора, приводит к образованию близкорасположенных высокочастотных полюсов в передаточной функции ВК, что отрицательно сказывается на импульсных характеристиках и устойчивости всего усилителя.

Как известно, *n* близкорасположенных высокочастотных полюсов примерно эквивалентны одному полюсу с частотой, в *n* раз меньшей. При входной емкости бокового МОП-транзистора 1000 пФ, например, и сопротивлении антипаразитного резистора 470 Ом, частота каждого полюса составит всего 340 кГц, а эквивалентного – 170 кГц! Есть о чем задуматься, поскольку дополнительный фазовый сдвиг – 45 градусов возникает существенно ниже частоты среза усилителя, что неизбежно скажется на его устойчивости. (А если запараллелены 6 пар выходных транзисторов?) Поэтому решение проблемы внутренней неустойчивости боковых МОП-транзисторов приводит к еще большей проблеме устойчивости УМЗЧ. Компромисс, как всегда, достигается ценою ухудшения динамических и точностных параметров (на переменном токе) всего усилителя.

---

[10] Если бы этого не происходило, то интермодуляционные искажения можно было бы рассчитать по значению гармонических искажений.

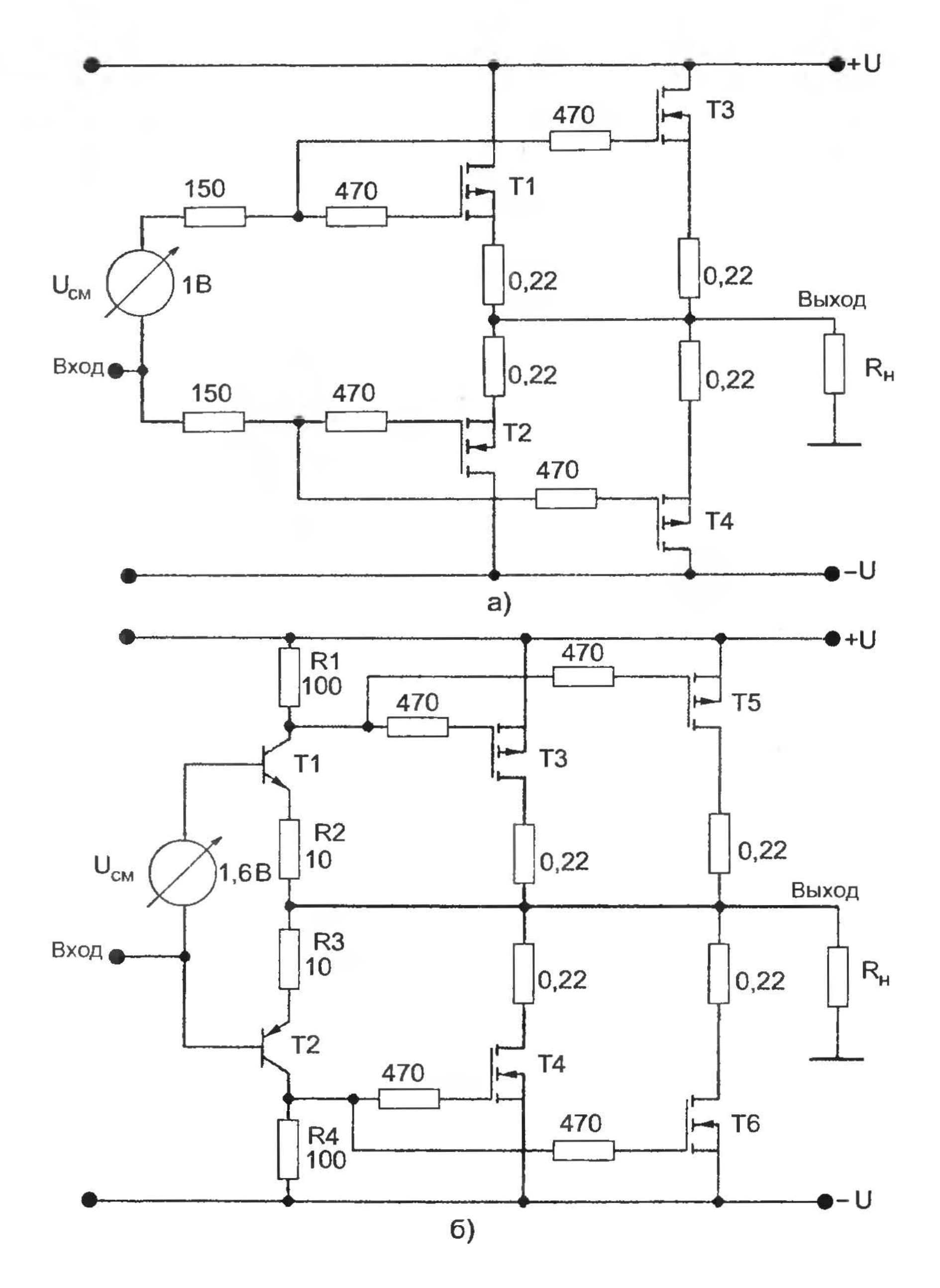



Рис. 3.37. Варианты параллельного включения МОП-транзисторов в выходном каскаде

В основной схеме комбинированного комплементарного повторителя параллельное включение выходных транзисторов осуществляется согласно рис. 3.37,*б*. Та же капризная характеристика устойчивости КП с ООС на биполярных транзисторах присуща и комбинированному комплементарному повторителю с аналогичными трудностями, но отягощенными большей емкостью затвора МОП-транзистора. Такой комбинированный каскад обеспечивает оптимальное, в данном случае петлевое, усиление порядка R1/R2 = = R3/R4 = 10 В/В по контуру местной ООС, при этом локальный подъем сквозной АЧХ каскада также максимален (порядка 9 дБ), а устойчивость – приемлемая. На рис. 3.38 представлены результаты компьютерного моделирования каскада: АЧХ (модуль, дБ – Гц) и соответствующая примерная ФЧХ (градусы).

При увеличении номиналов антипаразитных резисторов частота паразитного максимума уменьшается, а добротность возрастает. Если удалить антипаразитные резисторы из цепей затворов, возникает резкий пик усиления на частоте свыше 10 МГц и незатухающая генерация с небольшой амплитудой. При увеличении номинала R2 (R3) (т. е. уменьшении петлевого усиления) частота и и добротность максимума снижаются примерно по логарифмическому закону.

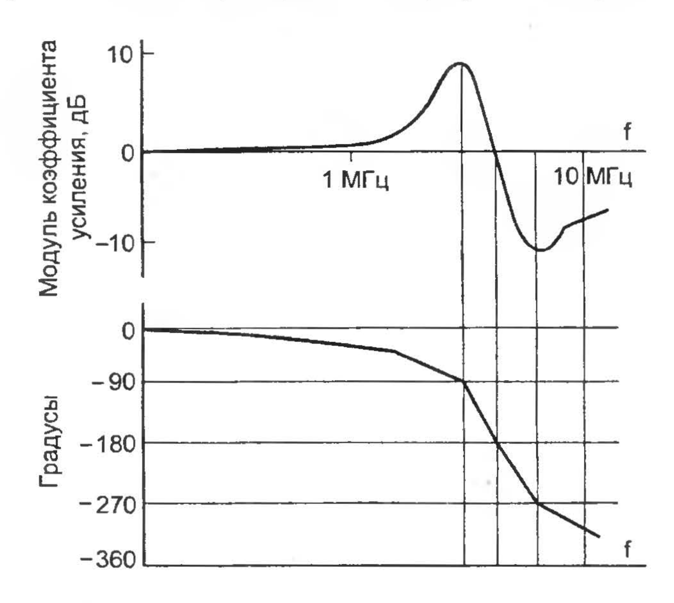



Рис. 3.38. Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики комбинированного комплементарного повторителя

При уменьшении номинала резистора R2 (R3) частота пика повышается, но добротность падает, так как растут потери. Шунтирование коллекторных резисторов R1, R4 емкостями снижает частоту и добротность максимума усиления, однако возникает опасность еще более резкого роста добротности из-за наложения двух постоянных времени (в цепи коллектора и цепи затвора). Это может привести к самовозбуждению на частотах 1...2 МГц с размахом в половину шкалы выходного напряжения, справиться с которым будет непросто.

Даже при небольшом усилении предоконечного каскада схема, приведенная на рис. 3.37,*б*, обеспечивает низкие гармонические искажения. При указанных компонентах собственные искажения на большом сигнале составляют 0,123% (с.к.з.!) при нагрузке 8 Ом и 0,126% при 4 Ом. Отметим, что искажения возрастают всего лишь на 0,003% при снижении нагрузки с 8 до 4 Ом. В аналогичной схеме на биполярных транзисторах искажения возрастали весьма значительно из-за эффекта падения коэффициента передачи тока (обычно деградация линейности на большом сигнале составляет 20 ... 50%). Следовательно, в ситуациях, когда от приличного усилителя на биполярных транзисторах требуется возбудить 4-омную нагрузку, его искажения почти идентичны уровню искажений сравнимого УМЗЧ на МОП-транзисторах, но обеспечение устойчивости последнего подчас является непосильной задачей (см. выше).

Для оптимального качества транзисторы Т1 и Т2 должны находиться в петле тепловой обратной связи с транзистором, генерирующим напряжение смещения. Однако точность слежения не так критична, как в ВК на биполярных транзисторах, поскольку МОП-транзисторы не чувствительны к разбросу напряжения смещения. Кроме того, при указанных номиналах и двойном напряжении питания 85В, транзисторы Т1 и Т2 рассеивают всего 3 ... 4 Вт.

Схема, приведенная на рис. 3.37,*б*, по мнению Р. Слоуна, ближе всех удовлетворяет современному представлению об идеальном выходном каскаде для профессионального УМЗЧ большой мощности. Небольшой прирост искажений (по сравнению с ВК на биполярных транзисторах) – пренебрежимо малая цена за исключение теплового слежения, устойчивость к вторичному пробою и высокую надежность. К сожалению, частота среза такого УМЗЧ не может быть высокой в силу приведенных выше соображений. Однако для сценического или вещательного устройства этого и не требуется.

Для приверженцев аудиофильских УМЗЧ с полевыми транзисторами в качестве выходных приборов можно рекомендовать простой истоковый повторитель (см. рис. 3.28,*г*), буферизованный при помощи эмиттерного повторителя. Нелинейность такого выходного каскада безусловно выше, чем у ВК на ЭП, но ее вполне реально компенсировать за счет большого петлевого усиления без особого

риска для устойчивости, так как МОП-транзисторы являются весьма широкополосными приборами.

Еще одна разновидность мощных полупроводниковых приборов – IGBT (биполярные транзисторы с изолированным затвором) страдает от той же проблемы, как и большинство вновь разрабатываемых мощных транзисторов, – отсутствия хороших комплементарных приборов. В настоящее время комплементарные транзисторы GT20D201/GT20D101 фирмы Toshiba являются наиболее пригодными для использования в УМЗЧ.

Не свободны IGBT от недостатков, препятствующих их применениям в звукотехнике. Во-первых, они подвержены тем же болезням, что и биполярные транзисторы: тепловой дрейф смещения и вторичный пробой. Сочетание большой емкости затвора и низкого порогового напряжения при большой крутизне ВАХ обещают проблемы с устойчивостью. Поэтому основная ниша IGBT – мощные импульсные преобразователи для источников питания.

Многие из читателей, кто собирает, отлаживает и ремонтирует УМЗЧ, наверное замечали на экране осциллографа, что устойчивость работы усилителя (под нагрузкой и без таковой) иногда зависит от амплитуды испытательного синусоидального сигнала: при изменении амплитуды на нем возникают (и исчезают) «вспышки» высокочастотной генерации. В основном они связаны с локальным самовозбуждением мощных выходных транзисторов (особенно, если они многоэмиттерные или полевые), в том числе из-за индуктивного характера выходного сопротивления эмиттерного повторителя (коэффициент передачи тока падает с ростом частоты, поэтому увеличивается выходное сопротивление). Не являются постоянными и значения емкостей полупроводниковых переходов, следовательно при разных сочетаниях тока и напряжения на транзисторе может изменяться амплитуда и частота самовозбуждения. Избежать таких явлений можно при помощи конструктивных и схемотехнических методов: продуманной разводки печатной платы (отсутствие контуров в сильноточных цепях), установки антипаразитных резисторов (1 ... 5 Ом) непосредственно в цепь базы мощных транзисторов, минимальной длиной выводов боковых МОП-транзисторов, надеванием ферритовых трубок на выводы коллектора (стока) и базы (затвора), регулировкой начального тока выходных транзисторов вблизи оптимального значения, правильным выбором типов мощных транзисторов.

Дифференциально-фазовые искажения КУН и выходного каскада могут быть косвенной причиной неустойчивости УМЗЧ, в том числе пороговой. Читатели, имеющие опыт наладки усилителей, наверное, сталкивались с внезапным возникновением генерации при определенных сочетаниях выходного напряжения и импеданса нагрузки. Это явление связано с уже упоминавшейся нелинейно-

стью емкостных и усилительных параметров транзисторов КУН и выходного каскада, которые вызывают динамический сдвиг фазы и даже частоты среза (в некоторых схемах) при изменении режимов работы полупроводниковых приборов.

Поскольку практически все УМЗЧ являются усилителями постоянного тока, можно тщательно исследовать их устойчивость во всем диапазоне выходных напряжений при разных нагрузках, если закоротить входной разделительный конденсатор и подать на вход усилителя постоянное напряжение от регулируемого двухполярного источника питания. Вход осциллографа целесообразно переключить на «переменный ток», чтобы увеличить чувствительность вертикального отклонения. При таком испытании проявляются недостатки источника питания: большинство промышленных усилителей категорически неспособны обеспечить и треть шкалы выходного напряжения в режиме усиления постоянного тока (о причинах – позже).

Для предотвращения такого рода неустойчивости при помощи *стабилизации реактивности нагрузки* иногда применяют так называемую цепь Зобеля (Zobel network) или элемент Буше (Boucherot cell), состоящую из последовательно включенных конденсатора емкостью 0,01...0,15 мкФ и резистора сопротивлением 1...10 Ом и шунтирующую на землю непосредственно выход УМЗЧ. Мощность резистора должна составлять 0,5...2 Вт, чтобы выдержать нагрев при высокочастотных сигналах . Например при частоте сигнала 20 кГц, напряжении питания УМЗЧ ±48 В, емкости 0,1 мкФ и сопротивлении 8,2 Ом, мощность, рассеиваемая резистором, может достигать 1,7 Вт.

Цепь Зобеля при определенных условиях представляет собой разновидность *параллельной* или шунтирующей коррекции АЧХ, из-за чего некоторые УМЗЧ вообще неустойчивы при ее отсутствии. Следует отметить, что шунтирующая коррекция нестабильна, поскольку зависит от выходного сопротивления каскада. Надежный результат – гарантированная устойчивость усилителя, получается при сильной *перекоррекции*, т. е. в расчете на минимально возможное значение выходного сопротивления. Как уже отмечалось, выходное сопротивление эмиттерного повторителя имеет индуктивный характер, поэтому оно увеличивается с ростом частоты, что приводит к еще большей перекоррекции. Шунтирующая коррекция эффективна только в каскадах со стабильно высоким выходным сопротивлением, например, в каскодных КУН.

Механизмы искажений при большой мощности обусловлены падениями напряжений на резисторах или электрическими полями, которыми можно пренебречь в большинстве схем слаботочной электроники. При работе с пиковыми токами свыше 10 А прямой отрезок проводника не может рассматриваться от начала до конца как однородный с точки зрения электрического поля; в цепях заземления

часто возникают напряжения сигнала, а полупроводниковые переходы мощных транзисторов становятся непроводящими из-за эффекта выталкивания тока. Переходная нелинейность может возникнуть даже в контакте сильноточного разъемного соединения, поэтому выводы мощных транзисторов следует припаивать, и тщательно.

На высоких частотах емкость нагрузки и/или емкость акустических кабелей могут внести дополнительный фазовый сдвиг и вызвать самовозбуждение выходного каскада или всего усилителя (вспомните индуктивный характер собственного выходного сопротивления ЭП). Предупредительной мерой против влияния внешних *емкостных* нагрузок является небольшая индуктивность, установленная *последовательно* с выходной шиной УМЗЧ. Типовые значения индуктивности находятся в диапазоне от 1 до 10 мкГн. Катушка индуктивности не должна содержать сердечник, поскольку через нее протекают большие токи, которые могут привести к насыщению большинства материалов сердечников. Для уменьшения добротности индуктивность должна быть демпфирована резистором сопротивлением 5 ... 10 Ом (мощность не менее 0,5 Вт), чтобы при емкостных нагрузках свести к минимуму паразитный «звон». В некоторых случаях индуктивность образуют несколько витков провода, намотанных поверх демпфирующего резистора, но иногда трудно отыскать резистор подходящего размера, чтобы намотать нужную индуктивность.

Следует помнить, что весь выходной ток усилителя должен протекать через катушку индуктивности. Для определения диаметра провода в зависимости от выходного тока можно использовать простое эмпирическое правило: примерно 3 А (с.к.з.) на каждый квадратный миллиметр сечения одножильного медного провода. Например, катушка индуктивности 2 ... 4 мкГн с воздушным сердечником может быть образована 15 витками обмоточного провода типа ПЭВ-1 или ПЭВ-2 диаметром 1,2 мм на каркасе (оправке) диаметром 25 мм. Этого достаточно для усилителей с выходной мощностью до 50 Вт с.к.з. на 4 Ом, при бóльших мощностях диаметр провода должен быть увеличен. Во всех случаях, предпочтителен провод диаметром не менее 1,6 мм и оправка меньшего диаметра, чтобы минимизировать *интермодуляционные искажения* из-за возможного насыщения индуктивности сильноточным низкочастотным сигналом. Индуктивность (в микрогенри) можно рассчитать по формуле

$$L \approx \frac{N^2 d}{1010(0{,}45 + \frac{l}{d})},$$

где $N$ – число витков, $l$ – длина намотки в миллиметрах, $d$ – диаметр цилиндрической оправки, также в миллиметрах. Катушка защитной индуктивности обычно устанавливается поблизости от реле включения/защиты громкоговорителей.

Основная причина нестабильности фазочастотных характеристик связки КУН–ВК и самого выходного каскада обусловлена характеристиками мощных полупроводниковых приборов, применяемых в УМЗЧ.

В табл. 3.1 приведен список биполярных транзисторов средней и большой мощности, рекомендуемых фирмой Sanken для построения выходных каскадов УЗЧ.

Таблица 3.1

***Биполярные транзисторы фирмы Sanken***

| Тип | $P_к$, Вт | $U_{кэо}$, В | $I_к$, А | $h21_э$ (мин) | $f_{гр}$, МГц | Корпус |
|---|---|---|---|---|---|---|
| **Предвыходные** | | | | | | |
| 2SC4495* | 25 | 50 | 3 | 500 | 40 | FM20 (TO220F) |
| 2SC4883** | 20 | 150 | 2 | 60 | 120 | |
| 2SC4883A*** | | 180 | | | | |
| 2SA1859**** | 20 | –150 | –2 | 60 | 60 | |
| 2SA1859A***** | | –180 | | | | |
| **Одноэмиттерные** | | | | | | |
| 2SA1725/2SC4511 | 30 | 80 | 6 | 50 | 20 | FM20 (TO220F) |
| 2SA1726/2SC4512 | 50 | | | | | MT-25 (TO220) |
| 2SA1693/2SC4466 | 60 | | | | | MT-100 (TO3P) |
| 2SA1907/2SC5099 | 60 | | | | | FM100 (TO3PF) |
| 2SA1908/2SC5100 | 75 | 120 | 8 | | | |
| 2SA1694/2SC4467 | 80 | | | | | MT-100 (TO3P) |
| 2SA1909/2SC5101 | 80 | 140 | 10 | | | FM100 (TO3PF) |
| 2SA1673/2SC4388 | 85 | 180 | 15 | | | |
| 2SA1695/2SC4468 | 100 | 140 | 10 | | | MT-100 (TO3P) |
| 2SA1492/2SC3856 | 130 | 180 | 15 | | | |
| 2SA1493/2SC3857 | 150 | 200 | 15 | | | MT-200 (2 винта) |
| 2SA1494/2SC3858 | 200 | | 17 | | | |
| **Многоэмиттерные (LAPT)** | | | | | | |
| 2SA1860/2SC4886 | 80 | 150 | 14 | 50 | 50 | FM100 (TO3PF) |

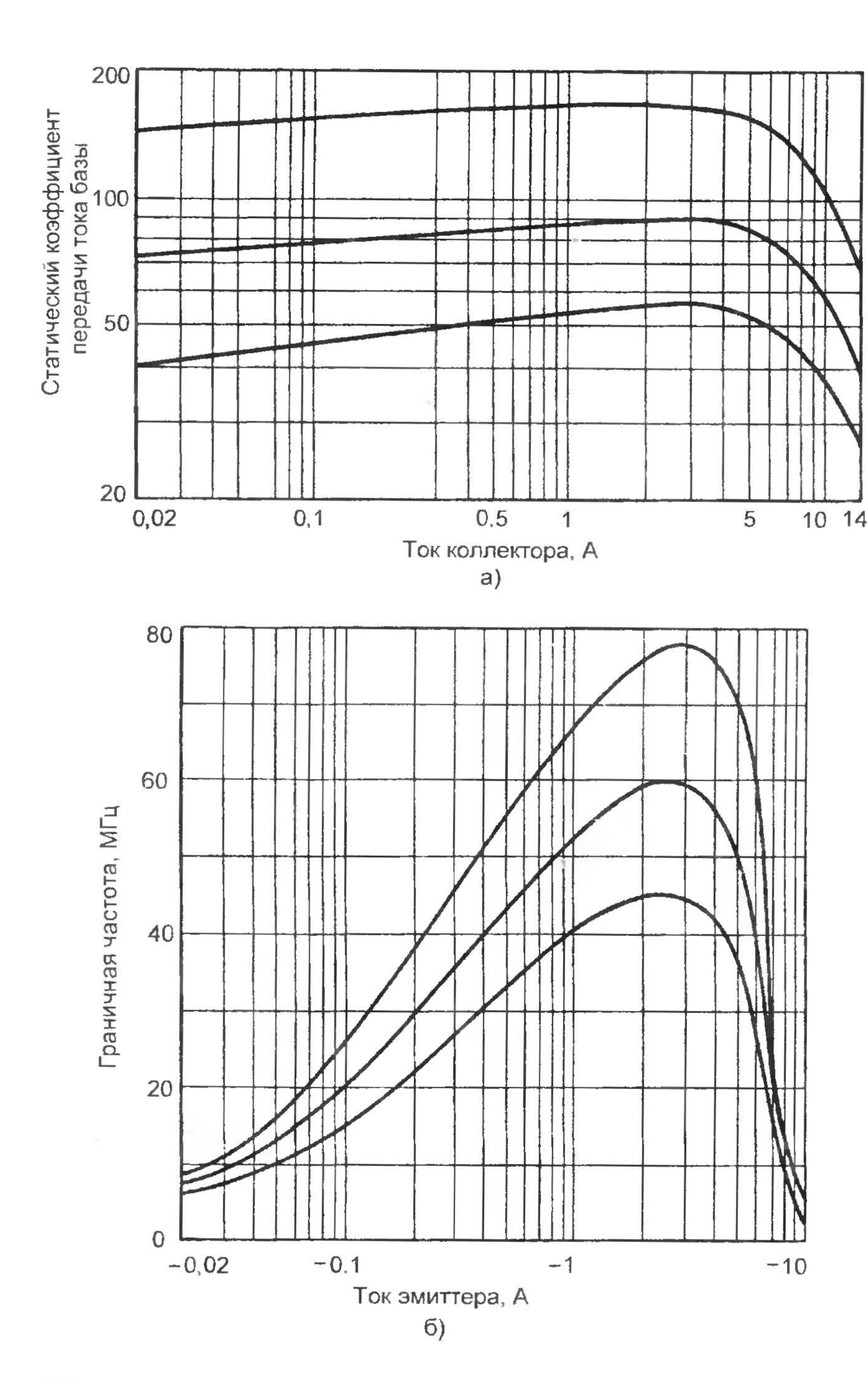
| Тип | $P_к$, Вт | $U_{кэо}$, В | $I_к$, А | $h21_э$ (мин) | $f_{гр}$, МГц | Корпус |
|---|---|---|---|---|---|---|
| 2SA1186/2SC2837 | 100 | | 10 | | 60 | МТ-100 (ТОЗР) |
| 2SA1303/2SC3284 | 125 | | 14 | | 50 | |
| 2SA1386/2SC3519 | 130 | 160 | 15 | | 40 | |
| 2SA1386A/2SC3519A | 130 | 180 | | | | |
| 2SA1294/2SC3263 | 130 | 230 | | | 35 | |
| 2SA1215/2SC2921 | 150 | 160 | | | 50 | МТ-200 (2 винта) |
| 2SA1216/2SC2922 | 150 | 180 | 17 | | 40 | |
| 2SA1295/2SC3264 | 200 | 230 | | | 35 | |

* температурная компенсация
** пара к 2SA1859
*** комплементарная пара 2SA1859A
**** комплементарная пара 2SC4883
***** комплементарная пара 2SC4883A

Посмотрим на некоторые из них более подробно. Транзистор 2SC4495 предназначен для термокомпенсированных генераторов напряжения смещения выходных каскадов, он имеет удобный изолированный корпус и высокий коэффициент передачи тока (типовое значение 1500 при токе 10 мА). Излишне напоминать, что транзистор термокомпенсации для уменьшения тепловых задержек должен располагаться как можно ближе к выходным приборам (в схеме ЭП). Его присоединение к печатной плате УМЗЧ предпочтительно выполнить плоским печатным проводом.

На рис. 3.39 и табл. 3.2 – 3.7 приведены основные характеристки и параметры великолепной комплементарной пары мощных многоэмиттерных (LAPT) биполярных транзисторов 2SC3284/ 2SA1303 фирмы Sanken – несомненного лидера (наряду с Toshiba и Motorola) в производстве полупроводников для звукотехники.

Обратите внимание на высокую линейность коэффициента передачи тока вплоть до значений тока коллектора 7 А и входную емкость всего 200/400 пФ (для такой-то мощности!). На этой паре можно построить прецизионный УМЗЧ, хотя полная симметрия выходного каскада невозможна ни на постоянном токе, ни на высоких частотах, поэтому неизбежно возникновение четных гармоник. К сожалению, граничная частота многоэмиттерных транзисторов не очень стабильна: в диапазоне тока эмиттера от 50 мА до 4 А она изменяется в 5 … 7 раз.


200
100
50
20
Статический коэффициент передачи тока базы
0,02
0,1
0,5
1
5
10
14
Ток коллектора, А
80
60
40
20
0
Граничная частота, МГц
−0,02
−0.1
−1
−10
Ток эмиттера, А
а)

б)

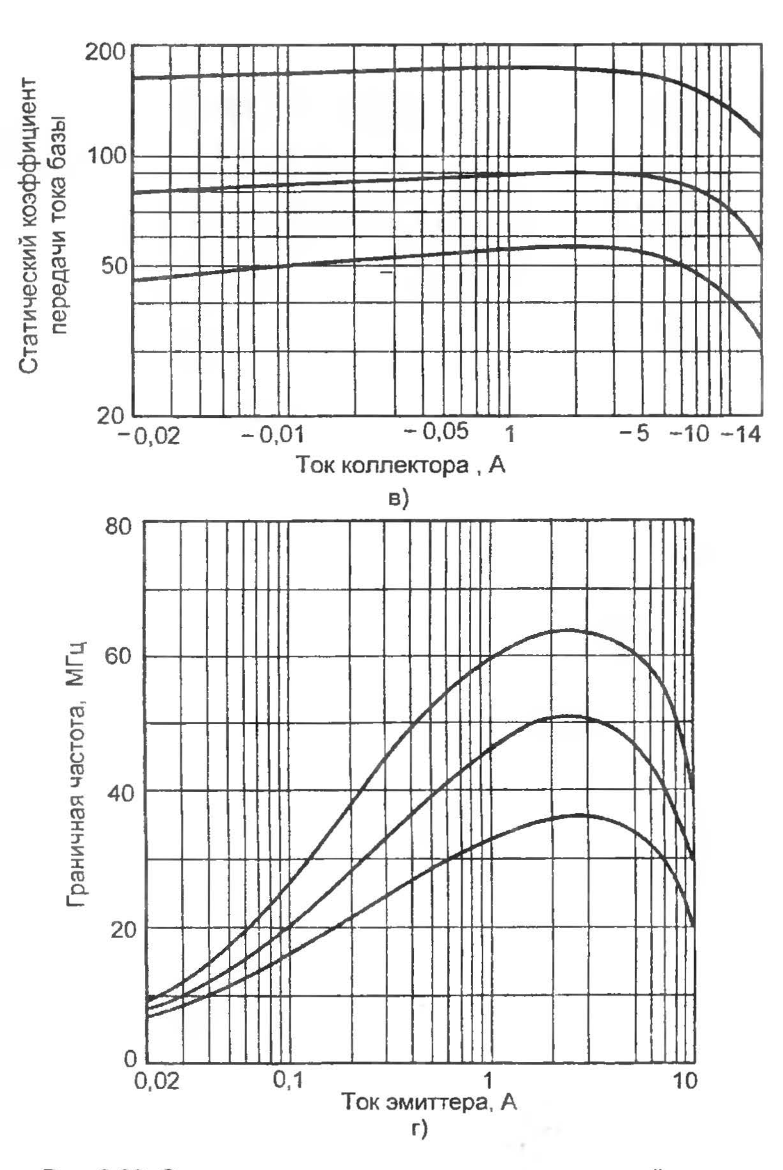



Рис. 3.39. Основные характеристики комплементарной пары транзисторов 2SC3284/2SA1303; средняя кривая – типовое значение (по данным фирмы Sanken)

а – транзисторов 2SC3284, 2SC3284A при напряжении коллектор-эмиттер, равном 4 В; б – транзисторов 2SC3284, 2SC3284A при напряжении коллектор-эмиттер, равном –12 В; в – транзисторов 2SA1303, 2SA1303A при напряжении коллектор-эмиттер, равном –4 В; г – транзисторов 2SA1303, 2SA1303A при напряжении коллектор-эмиттер, равном –12 В

Таблица 3.2

***Основные электрические параметры транзистора 2SC3284***

| Параметр | Условия измерения | Значение | Единица измерения |
|---|---|---|---|
| $I_{кб0}$ | $U_{кб}$ = 150 В | 100 макс. | мкА |
| $I_{эб0}$ | $U_{эб}$ = 5 В | 100 макс. | мкА |
| $U_{(бR)кэ0}$ | $I_к$ = 25 мА | 150 мин. | В |
| $h21_э$ | $U_{кэ}$ = 4 В, $I_к$ = 5 А | 50 мин.* | – |
| $U_{кэ(нас)}$ | $I_к$ = 5 А, $I_б$ = 0,5 А | 2,0 макс. | В |
| $f_{гр}$ | $U_{кэ}$ = 12 В, $I_э$ = –2А | 60 тип. | МГц |
| $C_{бк}$ | $U_{кэ}$ = 10 В, f = 1 МГц | 200 тип. | пФ |

* Группы О (50...100), Р (70...140), Y(90...180)

Таблица 3.3

***Предельно-допустимые параметры транзистора 2SC3284 при $T_o$ = 25°С***

| Параметр | Значение | Единица измерения |
|---|---|---|
| $U_{кбо}$ | 150 | В |
| $U_{кэо}$ | 150 | В |
| $U_{эбо}$ | 5 | В |
| $I_к$ | 14 | А |
| $I_б$ | 3 | А |
| $P_к$ | 125 ($T_{корп}$ = 25 °С) | Вт |
| Тп | 150 | °С |

Таблица 3.4

***Типовые импульсные параметры (ОЭ) транзистора 2SC3284***

| Параметр | $U_п$, В | $R_н$, Ом | $I_к$, А | $U_{б1}$, В | $U_{б2}$, В |
|---|---|---|---|---|---|
| Значение | 60 | 12 | 5 | 10 | –5 |
| Параметр | $I_{б1}$, А | $I_{б2}$, А | $t_{вкл}$, мкс | $t_{хр}$, мкс | $t_с$, мкс |
| Значение | 0,5 | –0,5 | 0,2 тип. | 1,5 тип. | 0,35 тип. |

Таблица 3.5

***Основные электрические параметры транзистора 2SA1303***

| Параметр | Условия измерения | Значение | Единица измерения |
|---|---|---|---|
| $I_{кб0}$ | $U_{кб}$ = –150 В | –100 макс. | мкА |

| | | | |
|---|---|---|---|
| $I_{эбо}$ | $U_{эб}$ = –5 В | –100 макс. | мкА |
| $V_{(БR)кэ0}$ | $I_к$ = –25 мА | –150 мин. | В |
| $h21_э$ | $U_{кэ}$ = –4 В, $I_к$ = –5 А | 50 мин.* | – |
| $U_{кэ(нас)}$ | $I_к$ = –5 А, $I_б$ = –0,5 А | –2,0 макс. | В |
| $f_{гр}$ | $U_{кэ}$ = –12 В, $I_э$ = 2 А | 50 тип. | МГц |
| $C_{бк}$ | $U_{кэ}$ = –10 В, f = 1 МГц | 400 тип. | пФ |

* Группы O (50...100), P (70...140), Y (90...180)

Таблица 3.6

***Предельно-допустимые параметры транзистора 2SA1303 при $T_о$ = 25°C***

| **Параметр** | **Значение** | **Единица измерения** |
|---|---|---|
| $U_{кбо}$ | –150 | В |
| $U_{кэо}$ | –150 | В |
| $U_{эбо}$ | –5 | В |
| $I_к$ | –14 | А |
| $I_б$ | –3 | А |
| $P_к$ | 125 ($T_{корп}$ = 25 °C) | Вт |
| Тп | 150 | °С |

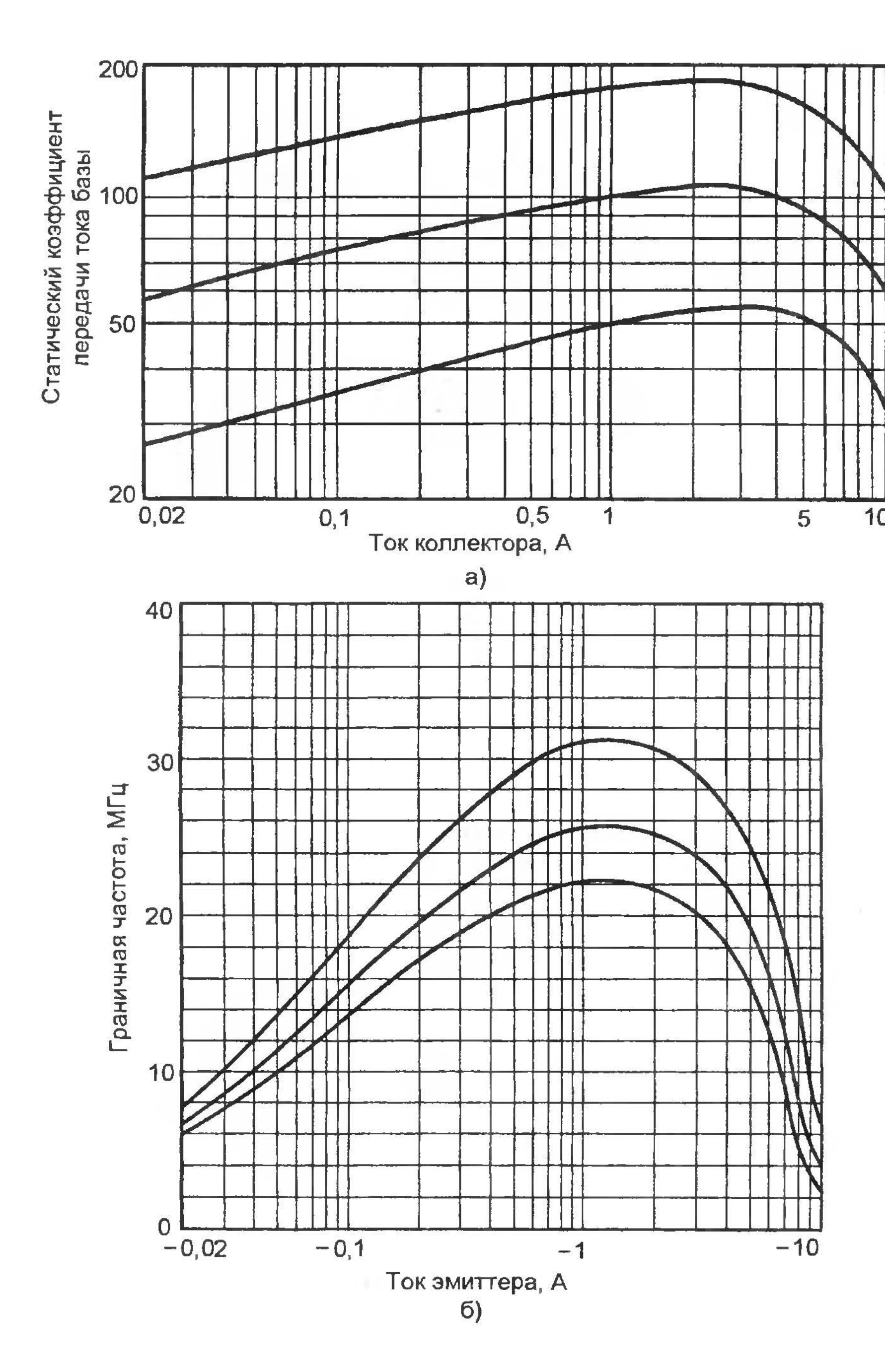
Таблица 3.7

***Типовые импульсные параметры (ОЭ) транзистора 2SA1303***

| Параметр | $U_п$, В | $R_н$, Ом | $I_к$, А | $U_{б1}$, В | $U_{б2}$, В |
|---|---|---|---|---|---|
| Значение | –60 | 12 | –5 | –10 | 5 |
| Параметр | $I_{б1}$, мА | $I_{б2}$, мА | $t_{акл}$, мкс | $t_{хр}$, мкс | $t_с$, мкс |
| Значение | –500 | 500 | 0,25 тип. | 0,85 тип. | 0,2 тип. |

Это потребует установки большего значения начального тока, т. е. некоторого пересмещения каскада. В противном случае возможны проблемы с внутренней устойчивостью выходных транзисторов вблизи переходной зоны. Небольшое время рассасывания (1,5 мкс для n-p-n–транзистора и 0,85 мкс для p-n-p, так как в базе n-типа подвижность носителей выше) позволяет обойтись без ускоряющей цепи в выходном каскаде на ЭП.

На рис. 3.40 и табл. 3.8 – 3.13 приведены основные характеристики и параметры другой, менее мощной и быстродействующей комплементарной пары выходных приборов той же фирмы, одноэмиттерных транзисторов 2SC4468 и 2SA1695.


200
100
50
20
Статический коэффициент передачи тока базы
0,02
0,1
0,5
1
5
10
Ток коллектора, А
40
30
20
10
0
Граничная частота, МГц
−0,02
−0,1
−1
−10
Ток эмиттера, А

а)

б)

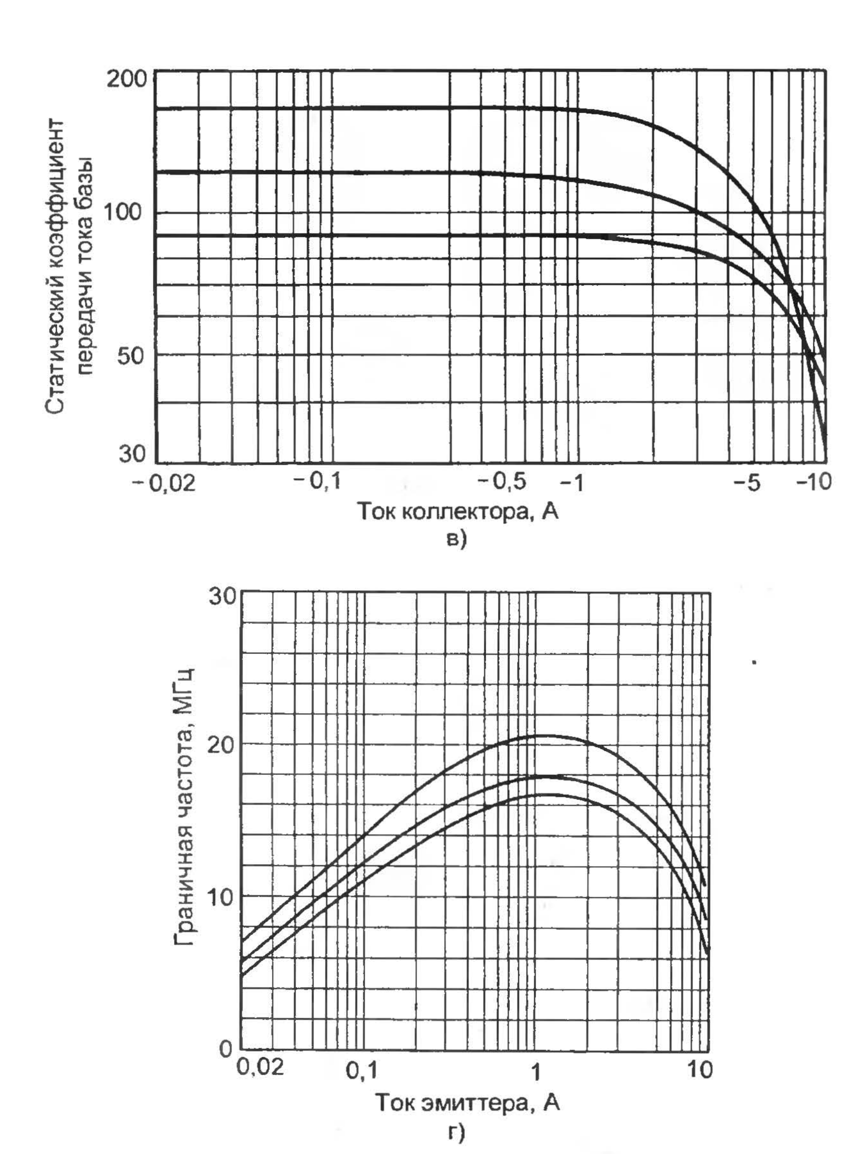



Рис. 3.40. Основные характеристики комплементарной пары транзисторов 2SC4468/2SA1695; средняя кривая – типовое значение (по данным фирмы Sanken)
а – транзисторов 2SC4468, 2SC4468A при напряжении коллектор-эмиттер, равном 4 В; б – транзисторов 2SC4468, 2SC4468A при напряжении коллектор-эмиттер, равном –12 В; в – транзисторов 2SA1695, 2SA1695A при напряжении коллектор-эмиттер, равном –4 В; г – транзисторов 2SA1695, 2SA1695A при напряжении коллектор-эмиттер, равном –12 В

Таблица 3.8

***Основные электрические параметры транзистора 2SC4468***

| Параметр | Условия измерения | Значение | Единица измерения |
|---|---|---|---|
| $I_{кб0}$ | $U_{кб}$ = 200 В | 10 макс. | мкА |
| $I_{эб0}$ | $U_{эб}$ = 5 В | 10 макс. | мкА |
| $U_{(бR)кэ0}$ | $I_к$ = 50 мА | 140 мин. | В |
| $h21_э$ | $U_{кэ}$ = 4 В, $I_к$ = 3 А | 50 мин.* | – |
| $U_{кэ(нас)}$ | $I_к$ = 5 А, $I_б$ = –0,5 А | 0,5 макс. | В |
| $f_{гр}$ | $U_{кэ}$ = 12 В, $I_э$ = –0,5 А | 20 тип. | МГц |
| $C_{бк}$ | $U_{кэ}$ = 10 В, f = 1 МГц | 250 тип. | пФ |

*Группы О (50...100), Р (70...140), Y (90... 180)

Таблица 3.9

***Предельно-допустимые параметры транзистора 2SC4468 при $T_o$ = 25°С***

| Параметр | Значение | Единица измерения |
|---|---|---|
| $U_{кбо}$ | 200 | В |
| $U_{кэо}$ | 140 | В |
| $U_{эбо}$ | 6 | В |
| $I_к$ | 10 | А |
| $I_б$ | 4 | А |
| $P_к$ | 100 ($T_{корп}$ = 25 °С) | Вт |
| $T_п$ | 150 | °С |

Таблица 3.10

***Типовые импульсные параметры (ОЭ) транзистора 2SC4468***

| Параметр | $U_п$, В | $R_н$, Ом | $I_к$, А | $U_{б1}$, В | $U_{б2}$, В |
|---|---|---|---|---|---|
| Значение | 60 | 12 | 5 | 10 | –5 |
| Параметр | $I_{б1}$, А | $I_{б2}$, А | $t_{вкл}$, мкс | $t_{хр}$, мкс | $t_c$, мкс |
| Значение | 0,5 | –0,5 | 0,24 тип. | 4,32 тип. | 0,40 тип. |

Таблица 3.11

***Основные электрические параметры транзистора 2SA1695***

| Параметр | Условия измерения | Значение | Единица измерения |
|---|---|---|---|
| $I_{кб0}$ | $U_{кб}$ = –140 В | –10 макс. | мкА |

| | | | |
|---|---|---|---|
| $I_{эб0}$ | $U_{эб}$ = –6 В | –10 макс. | мкА |
| $U_{(БR)кэ0}$ | $I_к$ = –50 мА | –140 мин. | В |
| $h21_э$ | $U_{кэ}$ = –4 В, $I_к$ = –3 А | 50 мин.* | – |
| $U_{кэ(нас)}$ | $I_к$ = –5 А, $I_б$ = –0,5 А | –0,5 макс | В |
| $f_{гр}$ | $U_{кэ}$ = –12 В, $I_э$ = 0,5 А | 20 тип. | МГц |
| $C_{бк}$ | $U_{кэ}$ = –10 В, f = 1 МГц | 400 тип. | пФ |

*Группы O (50...100), P (70...140), Y (90...180)

Таблица 3.12

***Предельно-допустимые параметры транзистора 2SA1695 при $T_о$ = 25°C***

| Параметр | Значение | Единица измерения |
|---|---|---|
| $U_{кбо}$ | –140 | В |
| $U_{кэо}$ | –140 | В |
| $U_{эбо}$ | –6 | В |
| $I_к$ | –10 | А |
| $I_б$ | –4 | А |
| $P_к$ | 125 ($T_{корп}$ = 25 °C) | Вт |
| Тп | 150 | °C |

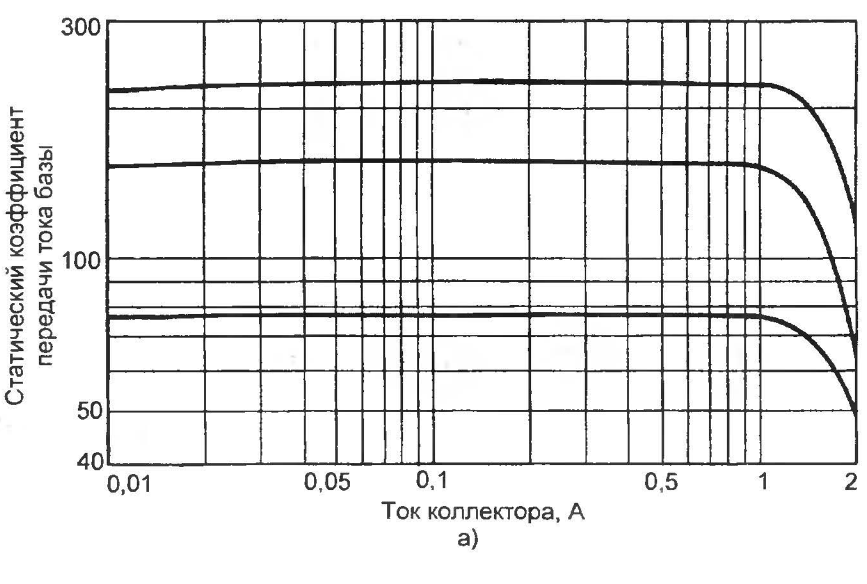
Таблица 3.13

***Типовые импульсные параметры (ОЭ) транзистора 2SA1695***

| Параметр | $U_п$, В | $R_н$, Ом | $I_к$, А | $U_{б1}$, В | $U_{б2}$, В |
|---|---|---|---|---|---|
| Значение | –60 | 12 | –5 | –10 | 5 |
| Параметр | $I_{б1}$, А | $I_{б2}$, А | $t_{вкл}$, мкс | $t_{хр}$, мкс | $t_с$, мкс |
| Значение | –0,5 | 0,5 | 0,17 тип. | 1,86 тип. | 0,27 тип. |

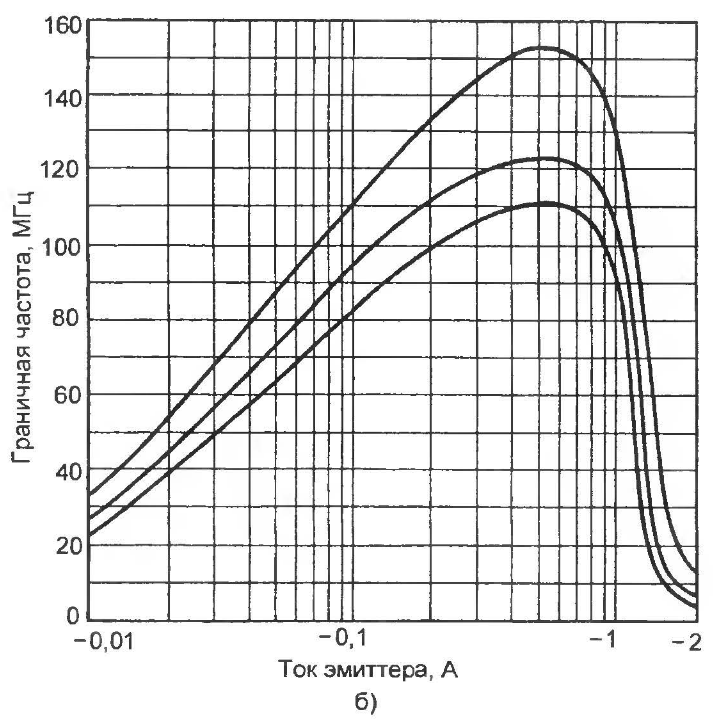
Отметим, что граничная частота одноэмиттерных транзисторов более стабильна: ее девиация от минимальных значений 6...8 МГц при токе 20 мА составляет 3 – 4 раза при практически том же значении значении входной емкости (250/400 пФ), что и для многоэмиттерных транзисторов большей мощности. Такие транзисторы целесообразно использовать в высоковольтных УМЗЧ, работающих на 6...8-омную нагрузку, либо в усилителях с выходной мощностью до 80 Вт с.к.з. при нагрузке 4 Ом. Эти приборы отличаются хорошей внутренней устойчивостью и более «терпимы» к небрежности в конструкции и разводке соединений.

На рис. 3.41 и табл.3.14. – 3.23 приведены характеристики и основные параметры комплементарной пары предоконечных транзисторов средней мощности 2SC4883 и 2SA1859.



300
100
50
40
Статический коэффициент передачи тока базы
0,01
0,05
0,1
0,5
1
2
Ток коллектора, А

а)



160
140
120
100
80
60
40
20
0
Граничная частота, МГц
−0,01
−0,1
−1
−2
Ток эмиттера, А

б)

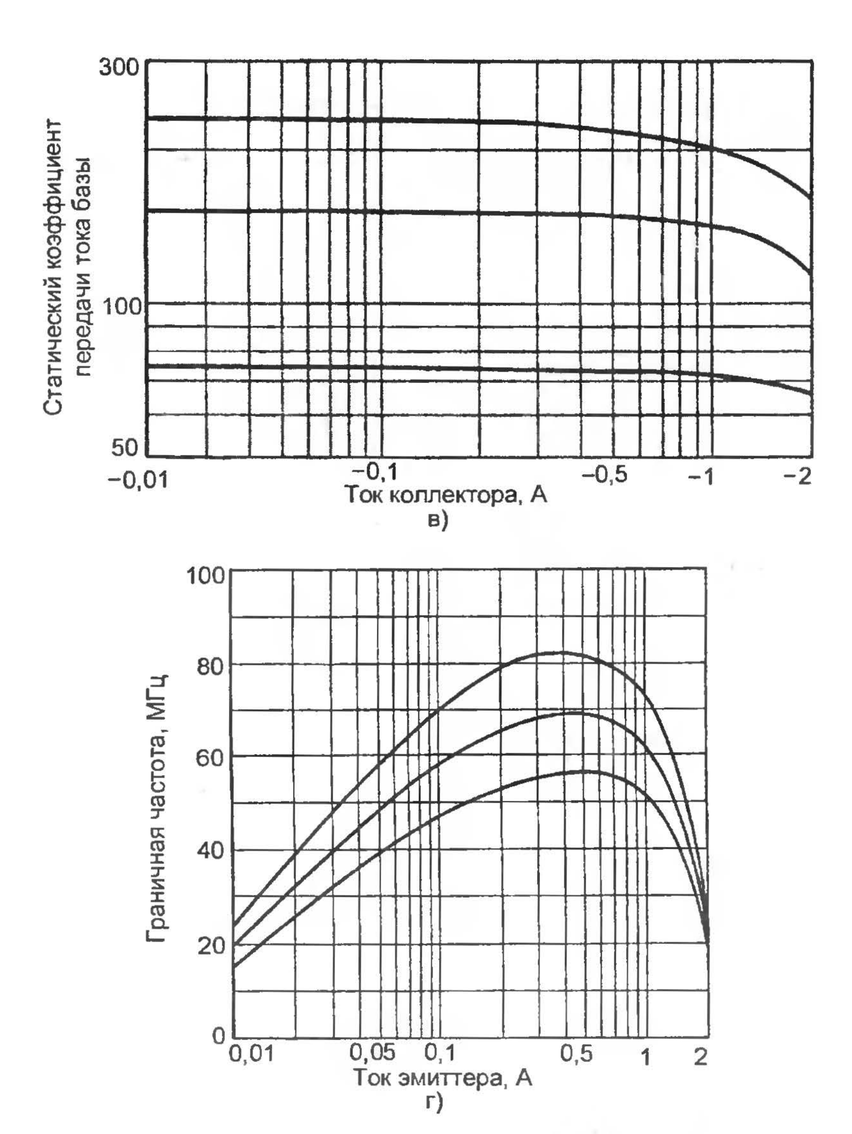



Рис. 3.41. Основные характеристики комплементарной пары предоконечных транзисторов 2SC4883/2SA1859; средняя кривая – типовое значение (по данным фирмы Sanken)

а – транзисторов 2SC4883, 2SC4883A при напряжении коллектор-эмиттер, равном 4 В; б – транзисторов 2SC4883, 2SC4883A при напряжении коллектор-эмиттер, равном –12 В; в – транзисторов 2SCA1859, 2SCA1859A при напряжении коллектор-эмиттер, равном –4 В; г – транзисторов 2SCA1859, 2SCA1859A при напряжении коллектор-эмиттер, равном –12 В

Таблица 3.14

***Основные электрические параметры транзистора 2SC4883***

| Параметр | Условия измерения | Значение | Единица измерения |
|---|---|---|---|
| $I_{кб0}$ | $U_{кб}$ = 150 В | 10 макс. | мкА |
| $I_{эб0}$ | $U_{эб}$ = 6 В | 10 макс. | мкА |
| $U_{(БR)кэ0}$ | $I_к$ = 10 мА | 150 мин. | В |
| $h21_э$ | $U_{кэ}$ = 10 В, $I_к$ = 0,7 А | 60...240 | – |
| $U_{кэ(нас)}$ | $I_к$ = 0,7 А, $I_б$ = 70 мА | 1,0 макс. | В |
| $f_{гр}$ | $U_{кэ}$ = 12 В, $I_э$ = –0,7 А | 120 тип. | МГц |
| $C_{бк}$ | $U_{кэ}$ = 10 В, f = 1 МГц | 30 тип. | пФ |

Таблица 3.15

***Основные электрические параметры транзистора 2SC4883A***

| Параметр | Условия измерения | Значение | Единица измерения |
|---|---|---|---|
| $I_{кб0}$ | $U_{кб}$ = 180 В | 10 макс. | мкА |
| $I_{эб0}$ | $U_{эб}$ = 6 В | 10 макс. | мкА |
| $U_{(БR)кэ0}$ | $I_к$ = 10 мА | 180 мин. | В |
| $h21_э$ | $U_{кэ}$ = 10 В, $I_к$ = 0,7А | 60...240 | – |
| $U_{кэ(нас)}$ | $I_к$ = 0,7А, $I_б$ = 70 мА | 1,0 макс. | В |
| $f_{гр}$ | $U_{кэ}$ = 12 В, $I_э$ = –0,7 А | 120 тип. | МГц |
| $C_{бк}$ | $U_{кэ}$ = 10 В, f = 1 МГц | 30 тип. | пФ |

Таблица 3.16

***Предельно-допустимые параметры транзистора 2SC4883 при $T_o$ = 25°C***

| Параметр | Значение | Единица измерения |
|---|---|---|
| $U_{кбо}$ | 150 | В |
| $U_{кэо}$ | 150 | В |
| $U_{эбо}$ | 6 | В |
| $I_к$ | 2 | А |
| $I_б$ | 1 | А |
| $P_к$ | 125 ($T_{корп}$ = 25 °C) | Вт |
| Тп | 150 | °C |

Таблица 3.17

***Предельно-допустимые параметры транзистора 2SC4883A при $T_o$ = 25°C***

| Параметр | Значение | Единица измерения |
|---|---|---|
| $U_{кбо}$ | 180 | В |
| $U_{кэо}$ | 180 | В |
| $U_{эбо}$ | 6 | В |
| $I_к$ | 2 | А |
| $I_б$ | 1 | А |
| $P_к$ | 125 ($T_{корп}$ = 25 °C) | Вт |
| Тп | 150 | °C |

Таблица 3.18

***Типовые импульсные параметры (ОЭ) транзистора 2SC4883***

| Параметр | $U_п$, В | $R_н$, Ом | $I_C$, А | $U_{б1}$, В | $U_{б2}$, В |
|---|---|---|---|---|---|
| Значение | 20 | 20 | 1 | 10 | –5 |
| Параметр | $I_{б1}$, мА | $I_{б2}$, мА | $t_{вкл}$, мкс | $t_{хр}$, мкс | $t_c$, мкс |
| Значение | 100 | –100 | 0,5 тип. | 1,5 тип. | 0,5 тип. |

Таблица 3.19

***Основные электрические параметры транзистора 2SA1859***

| Параметр | Условия измерения | Значение | Единица измерения |
|---|---|---|---|
| $I_{кб0}$ | $U_{кб}$ = –150 В | –10 макс. | мкА |
| $I_{эб0}$ | $U_{эб}$ = –6 В | –10 макс. | мкА |
| $U_{(БR)кэ0}$ | $I_к$ = –10 мА | –150 мин. | В |
| $h21_э$ | $U_{кэ}$ = –10 В, $I_к$ = –0,7 А | 60 –240 | – |
| $U_{кэ(нас)}$ | $I_к$ = –0,7 А, $I_б$ = –70 мА | –1,0 макс. | В |
| $f_{гр}$ | $U_{кэ}$ = –12 В, $I_э$ = 0,7 А | 120 тип. | МГц |
| $C_{бк}$ | $U_{кэ}$ = –10 В, f = 1 МГц | 30 тип. | пФ |

Таблица 3.20

***Основные электрические параметры транзистора 2SA1859A***

| Параметр | Условия измерения | Значение | Единица измерения |
|---|---|---|---|
| $I_{кб0}$ | $U_{кб}$ = –180 В | –10 макс. | мкА |
| $I_{эб0}$ | $U_{эб}$ = –6 В | –10 макс. | мкА |
| $U_{(бR)кэ0}$ | $I_к$ = –10 мА | 180 мин. | В |
| $h21_э$ | $U_{кэ}$ = –10 В, $I_к$ = –0,7 А | 60 –240 | – |
| $U_{кэ(нас)}$ | $I_к$ = 0,7 А, $I_б$ = 70 мА | –1,0 макс. | В |
| $f_{гр}$ | $U_{кэ}$ = –12 В, $I_э$ = 0,7 А | 60 тип. | МГц |
| $C_{бк}$ | $U_{кэ}$ = –10 В, f = 1 МГц | 30 тип. | пФ |

Таблица 3.21

***Предельно-допустимые параметры транзистора 2SA1859 при $T_o$ = 25°С***

| Параметр | Значение | Единица измерения |
|---|---|---|
| $U_{кбо}$ | –150 | В |
| $U_{кэо}$ | –150 | В |
| $U_{эбо}$ | –6 | В |
| $I_к$ | –2 | А |
| $I_б$ | –1 | А |
| $P_к$ | 125 ($T_{корп}$ = 25 °С) | Вт |
| Тп | 150 | °С |

Таблица 3.22

***Предельно-допустимые параметры транзистора 2SA1859A при $T_o$ = 25°С***

| Параметр | Значение | Единица измерения |
|---|---|---|
| $U_{кбо}$ | –180 | В |
| $U_{кэо}$ | –180 | В |
| $U_{эбо}$ | –6 | В |
| $I_к$ | –2 | А |
| $I_б$ | –1 | А |
| $P_к$ | 125 ($T_{корп}$ = 25 °С) | Вт |
| Тп | 150 | °С |

Таблица 3.23

***Типовые импульсные параметры (ОЭ) транзистора 2SA1859***

| Параметр | $U_п$, В | $R_н$, Ом | $I_к$, А | $U_{б1}$, В | $U_{б2}$, В |
|---|---|---|---|---|---|
| Значение | –20 | 20 | –1 | –10 | 5 |
| Параметр | $I_{б1}$, мА | $I_{б2}$, мА | $t_{вкл}$, мкс | $t_{хр}$, мкс | $t_с$, мкс |
| Значение | –100 | 100 | 0,5 тип. | 1,0 тип. | 0,5 тип. |

Следует отметить очень высокую линейность коэффициента передачи тока этих приборов, вплоть до токов коллектора 0,5 А. Хотя, судя по минимальному значению $\beta = 50$ для выходных транзисторов, от предоконечного каскада вряд ли понадобится ток более 300 мА. Таким образом, гарантированный коэффициент передачи ВК на ЭП в виде «двойки» составит 50 х 60 = 3000, т. е. при токе нагрузки 3 А от каскада усиления напряжения потребуется отдать ток 1 мА, что не должно вызвать перегрузки КУН с рабочим током 5...10 мА (с учетом снижения $\beta$ от частоты). Причина повсеместного использования в выходных каскадах трехкаскадных ЭП («троек») в усилителях 20-летней давности объяснялась чрезвычайно низкими значениями $\beta$ мощных и высоковольтных транзисторов, как правило, не более 10. Применение в широкополосных УМЗЧ в качестве выходных транзисторов специализированных составных приборов, например, отечественной комплементарной пары КТ827/КТ825, не было успешным из-за пониженной термостабильности (так как предоконечный транзистор находится в том же полупроводниковом кристалле), большого времени выключения и склонности к тиристорному эффекту, который вынуждал ограничивать скорость нарастания выходного напряжения.

Технологический разброс значений коэффициента передачи тока в значительной степени обусловлен девиацией толщины базы транзисторов, от которой также зависит максимально допустимое обратное напряжение перехода база-коллектор. Поэтому в высоковольтных УМЗЧ (с питанием более ±35 В) по соображениям надежности нежелательно использовать мощные транзисторы с очень большими значениями $\beta$. Примером технологической нестабильности могут служить параметры отечественной комплементарной пары КТ8101/КТ8102: при больших значениях $\beta$ (более 150) *напряжение переворота фазы базового тока* (точка нулевого тока

базы при постепенном повышении напряжения коллектор-база) у этих приборов бывает менее 70 В. Экспериментальное определение данного параметра позволяет иметь более точное представление о возможностях транзистора, чем стандартные паспортные характеристики максимальных напряжений.

Типовая входная емкость ВК на комплементарной паре 2SC4883/2SA1859 составляет 30 + 30 = 60 пФ; это значение мы учитывали (см. выше) в составе совокупной емкости нагрузки КУН $C_1$ при расчете емкости коррекции $C_{кор}$ и скорости нарастания $V_{макс}$.

При построении прецизионных УМЗЧ желательно меньшее значение входной емкости ВК, поэтому иногда используется дополнительный эмиттерный повторитель на маломощных транзисторах, т. е. ВК на ЭП приобретает вид «тройки». Как оказалось, трудно найти высоковольтные (напряжение переворота фазы базового тока более 50 В) маломощные комплементарные биполярные транзисторы с малой входной емкостью (до 10 пФ), поэтому при изготовлении своего усилителя УМВТ84 автор иногда использовал предварительно отобранные (по данному напряжению) экземпляры отечественных транзисторов типа КТ342, КТ3102, КТ3117, КТ3107 и КТ313.

## Схема с параллельным каналом усиления

Структурная схема усилителя с параллельным высокочастотным каналом усиления (см. рис. 3.6), вероятно, единственная топология, позволяющая реализовать прецизионный УМЗЧ. Несмотря на привлекательность классической топологии Лина, из всего изложенного в предыдущем разделе можно сделать обоснованный вывод: усилители, выполненные по этой схеме, имеют вполне понятные ограничения по статическим и динамическим параметрам. Под статическими параметрами, в данном случае, понимается только разомкнутый коэффициент усиления в низкочастотной области, поскольку приемлемое смещение нулевого уровня на выходе УМЗЧ при правильном выборе номиналов пассивных элементов получается почти автоматически. Даже при тщательной оптимизации всех параметров УМЗЧ по схеме Лина не может обеспечить их *предельные* сочетания, так как обеспечение высокой скорости нарастания, например, противоречит получению большого разомкнутого усиления, а увеличение площади усиления – обеспечению необходимой устойчивости.

Схема усилителя с параллельным высокочастотным каналом, приведенная на рис. 3.42, легко снимает все эти противоречия, что позволяет реализовать масштабные усилители с точностными параметрами, близкими к теоретическому пределу (для конкретной элементной базы).

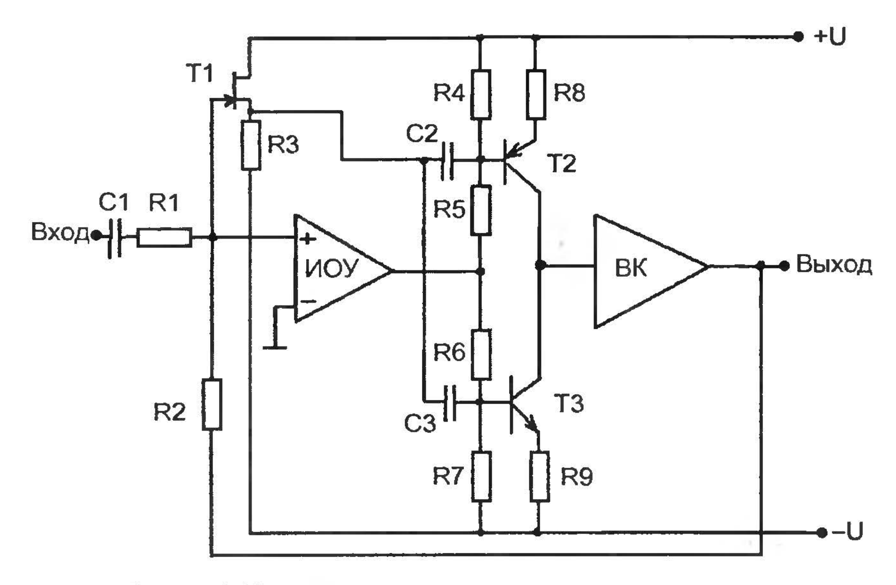



Рис. 3.42. Упрощенная схема усилителя с параллельным высокочастотным каналом

Высокочастотный канал усиления реализован, как правило, на истоковом повторителе T1, поскольку малый ток затвора и низкий токовый шум полевого транзистора с p-n-переходом не ухудшают статические параметры усилителя в целом. Низкая крутизна полевого транзистора обеспечивает минимум обратной проводимости, большую перегрузочную способность и линейность высокочастотного канала усиления при переходных процессах. Симметрия КУН по высокой частоте обеспечивается подачей сигнала с выхода истокового повторителя на базы комплементарных транзисторов через разделительные конденсаторы C2 и C3.

Полоса пропускания усилителя в области низких частот приблизительно равна 0,16/R1C1.

Разомкнутый коэффициент усиления такой структуры равен сумме коэффициентов усиления каналов до базы транзисторов КУН (с учетом коэффициента передачи *m* резистивного делителя и частотнозависимого коэффициента передачи *h* фильтра постоянной составляющей на выходе истокового повторителя), умноженной на коэффициенты усиления КУН и ВК, т. е. $K_у \approx (mK_{ИОУ} + hK_{ВЧ})K_{КУН}K_{ВК}$. С достаточной степенью точности можно принять $K_{ВЧ} = K_{ВК} = 1$, тогда в низкочастотной области $K_у \approx mK_{ИОУ}K_{КУН}$, в среднечастотной области $K_у \approx (mK_{ИОУ} +$

$+1)K_{КУН}$, а в высокочастотной области, ближе к частоте среза, ИОУ «выключается» и $K_у \approx K_{КУН}$. Поскольку коэффициент усиления ИОУ довольно большой (обычно 100 дБ), разомкнутый коэффициент усиления в низкочастотной области превышает 140 дБ, что в принципе недостижимо для канонической схемы Лина.

В среднечастотной области ИОУ вносит очень существенный вклад в петлевое усиление, причем его фазовые характеристики *не влияют* на устойчивость усилителя, поскольку компенсируются параллельным ВЧ-каналом. Это обстоятельство коренным образом отличает УМЗЧ с параллельным каналом от всех других структурных схем с использованием ИОУ.

В высокочастотной области усилительные свойства практически полностью определяются КУН, работающем в «привилегированных», по сравнению с топологией Лина, условиях – от источника сигнала с довольно низким выходным сопротивлением и, при необходимости, «неисчерпаемым» выходным током. Все изложенное, в совокупности, обеспечивает уникальное сочетание статических и динамических параметров: низкие напряжения смещения и шума, которые почти целиком определяются соответствующими характеристиками ИОУ, очень большое петлевое усиление, вплоть до верхнего ультразвука, любое разумное значение скорости нарастания выходного напряжения и высокую частоту среза, без ущерба для устойчивости. Именно такое сочетание позволяет реализовать *прецизионные* звуковые усилители.

Скорость нарастания выходного напряжения ограничена максимальным выходным током ВЧ-канала, емкостью коллекторных переходов транзисторов КУН и входной емкостью предоконечных транзисторов выходного каскада, т. е. $V_{макс} \approx I_{ВЧ.макс}/(2C_K + C_{вх.ВК})$. Например, при токе 2 мА и совокупной емкости 70 пФ максимальная скорость нарастания составит примерно 30 В/мкс. Если на выходе истокового повторителя установить двухтактный эмиттерный повторитель в классе В (например, интегральный BUF634 фирмы Burr-Brown), то импульсный выходной ток можно увеличить до 50 мА и более, поэтому резерв повышения скорости нарастания очень велик. При этом согласование каналов следует выполнить несколько иначе, т. е. подать выходной ток ИОУ в эмиттерные цепи транзисторов КУН и, соответственно, изменить полярность входов ИОУ. Принципиально важно, что значением скорости нарастания можно управлять независимо от значения частоты среза усилителя, обеспечивая выполнение условия динамической линейности, что затруднительно в схеме Лина.

В каскодной схеме КУН входная емкость ВК и коллекторные емкости высоковольтных транзистров изолированы транзисторами

ОБ, поэтому скорость нарастания в точке суммирования каналов возрастет. Однако скорость нарастания всего усилителя будет ограничена рабочим током КУН и той же совокупной емкостью нагрузки (вспомните систему из трех уравнений). Поскольку нормальный рабочий ток КУН составляет 5 ... 10 мА, то максимальная скорость нарастания будет выше при том же максимальном значении выходного тока широкополосного повторителя высокочастотного канала.

Коэффициент *m* в формуле для расчета разомкнутого усиления фактически определяет *частоту сопряжения* каналов, поскольку на средних частотах значение коэффициента *h* равно единице. Для обеспечения динамической линейности ИОУ необходимо, чтобы при переходных процессах максимальная скорость нарастания сигнала в точке суммирования каналов (базы транзисторов Т2 и Т3) не превышала значения $U_{макс}/m$, поэтому на входе ИОУ иногда устанавливают простой RC-фильтр низких частот. Но даже в случае динамической перегрузки ИОУ время установления выходного напряжения увеличится только в зоне малых погрешностей (менее 0,1%), так как «вклад» ИОУ в затягивание процесса установления обратно пропорционален коэффициенту усиления КУН.

При оптимальном использовании усилительных свойств ИОУ низкочастотного канала частотная характеристика усилителя близка к АЧХ при двухполюсной коррекции (см. рис. 3.26), однако в фазовой характеристике отсутствует нижний выброс. Благодаря тому, что по высокой частоте усилитель с параллельным каналом фактически является однокаскадным, и нет необходимости охватывать КУН местной ООС через конденсатор коррекции, появляется большой запас по фазе, позволяющий охватить УМЗЧ очень глубокой ООС без риска возникновения генерации (при высокой частоте среза). Линейная фазовая погрешность замкнутого усилителя в звуковом диапазоне частот составит доли градуса (при соответствующем выборе номинала конденсатора С1). Таким образом, структура с параллельным высокочастотным каналом находится вне конкуренции при реализации *прецизионных* масштабных усилителей. В гл. 5 приведена подробная электрическая схема УМЗЧ типа УМВТ84 с параллельным высокочастотным каналом.

# Глава 4

# ВСПОМОГАТЕЛЬНЫЕ УЗЛЫ СХЕМ УМЗЧ

В этой главе мы рассмотрим схемы некоторых вспомогательных, но необходимых узлов УМЗЧ, влияющих на их качественные показатели и надежность.

## Плавкие предохранители

В некоторых УМЗЧ плавкие предохранители установлены последовательно с выходными зажимами, обеспечивая меры предосторожности для акустических систем в случае аварии выходного каскада. Если ток через предохранитель близок к его максимальному рабочему току, эффект нагрева плавкого элемента приведет к изменению его сопротивления. На низких частотах, где тепловая постоянная времени плавкого элемента может совпасть с изменениями частоты, возникают тепловые *гармонические* и *интермодуляционные искажения.*

Эти искажения могут быть минимизированы путем использования предохранителей с более высоким номиналом, но тогда защита становится неэффективной. На практике, плавкие предохранители в выходной цепи УМЗЧ не обеспечивают защиты, если только УМЗЧ не используется на 20% своей выходной мощности. Выходы усилителей должны быть защищены специальными электронными схемами, которые определяют состояние перегрузки и быстро отключают нагрузку. Если электроника отказывает, от катастрофического повреждения ВК может быть защищен предохранителями в шинах питания.

Сетевой предохранитель или автоматический размыкатель является обязательным. К сожалению, электромеханические размыкатели приемлемой конструкции найти гораздо сложнее, чем различные держатели для плавких предохранителей. Предохранители в шинах питания также являются обязательными, если выходной каскад не содержит таковых. Плавкие предохранители в цепи вторичной обмотки силового трансформатора не обязательны, но они могут спасти трансформатор от перегрева при замыкании в мостовом выпрямителе. Сетевой и вторичные предохранители должны быть с задержкой срабатывания (slow), чтобы не перегореть при

бросках тока, обусловленных зарядкой накопительных конденсаторов при включении питания.

## Электронная защита выходных транзисторов

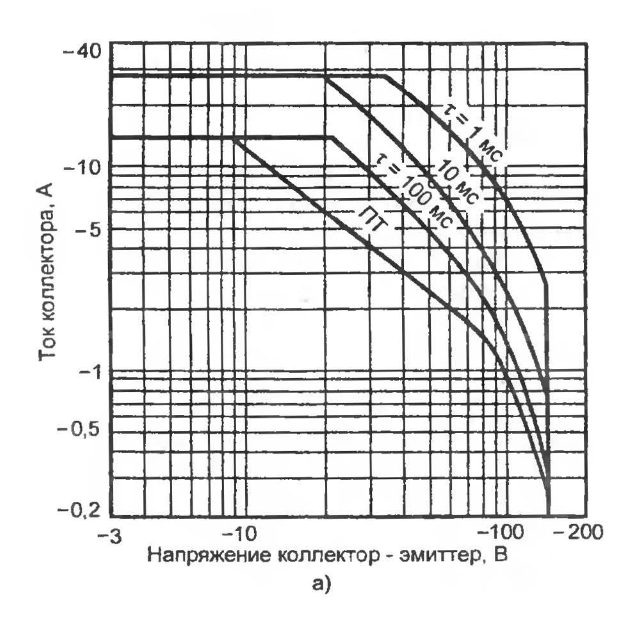
Перегрузка означает чрезмерные, то есть превышающие их паспортные параметры, ток или напряжение, приложенные к полупроводниковым приборам. Попытки защитить полупроводниковые приборы плавкими предохранителями бесполезны: типовой полупроводник выйдет из строя от перегрузки по току задолго до того, как расплавится элемент предохранителя. Следовательно, надежную защиту от перегрузки должны обеспечивать быстродействующие электронные схемы.

Не следует превышать параметры первичного пробоя транзисторов (или любых других электронных приборов). Параметры первичного пробоя являются теми характеристиками, которые определяют максимальные пределы напряжения, тока и температуры конкретного транзистора, гарантированные производителем. Правилом при выборе транзисторов является паспортное значение максимального напряжения коллектор-эмиттер, равное, как минимум, сумме модулей напряжений питания плюс 20% (запас на скачки напряжения в питающей сети). На практике достаточно, чтобы данная сумма совпадала с напряжением переворота фазы тока базы транзисторов выходного каскада.

Как уже отмечалось в гл. 1, биполярные транзисторы подвержены неприятному явлению, называемому *вторичным пробоем*, которым принято называть ряд явлений, характеризующихся внезапным переходом транзистора через область с отрицательным сопротивлением в режим низкого напряжения и резкого роста тока. При работе транзистора в активном режиме развитие вторичного пробоя прежде всего связано с потерей термической устойчивости, когда в структуре прибора возникает положительная тепловая обратная связь, в результате чего происходит концентрация тока в очень малом объеме и локальное выделение большого количества тепла. Возникает тепловой лавинный пробой, сопровождающийся необратимыми изменениями в транзисторе.

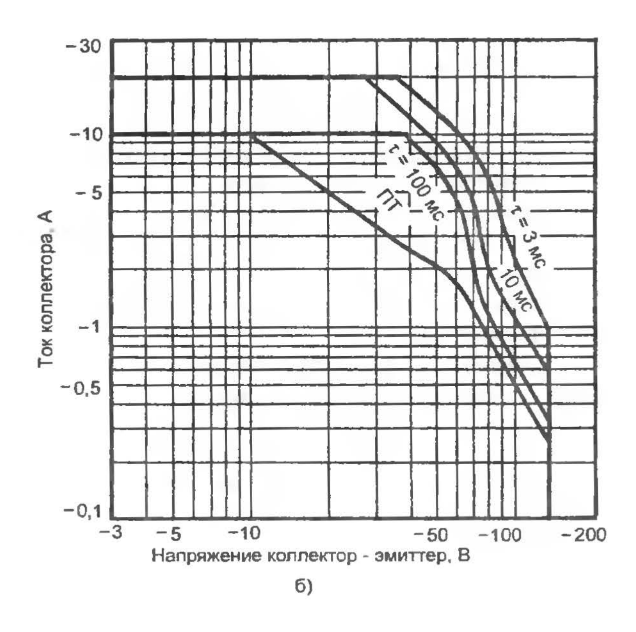
Производители полупроводников приводят в спецификации графический анализ безопасной работы транзистора, который называется графиком *области безопасной работы* (ОБР). На рис. 4.1 представлены стандартные графики ОБР для мощных транзисторов (*без теплоотвода и принудительного охлаждения*), описанных в предыдущей главе.

Рабочая область слева от кривых (для различной длительности превышения параметров) является областью безопасной работы.



−40
−10
−5
−1
−0,5
−0,2
Ток коллектора, А
−3
−10
−100
−200
Напряжение коллектор - эмиттер, В
τ = 1 мс
10 мс
τ = 100 мс
ПТ

а)



−30
−10
−5
−1
−0,5
−0,1
Ток коллектора, А
−3
−5
−10
−50
−100
−200
Напряжение коллектор - эмиттер, В
τ = 100 мс
ПТ
τ = 3 мс
10 мс

б)

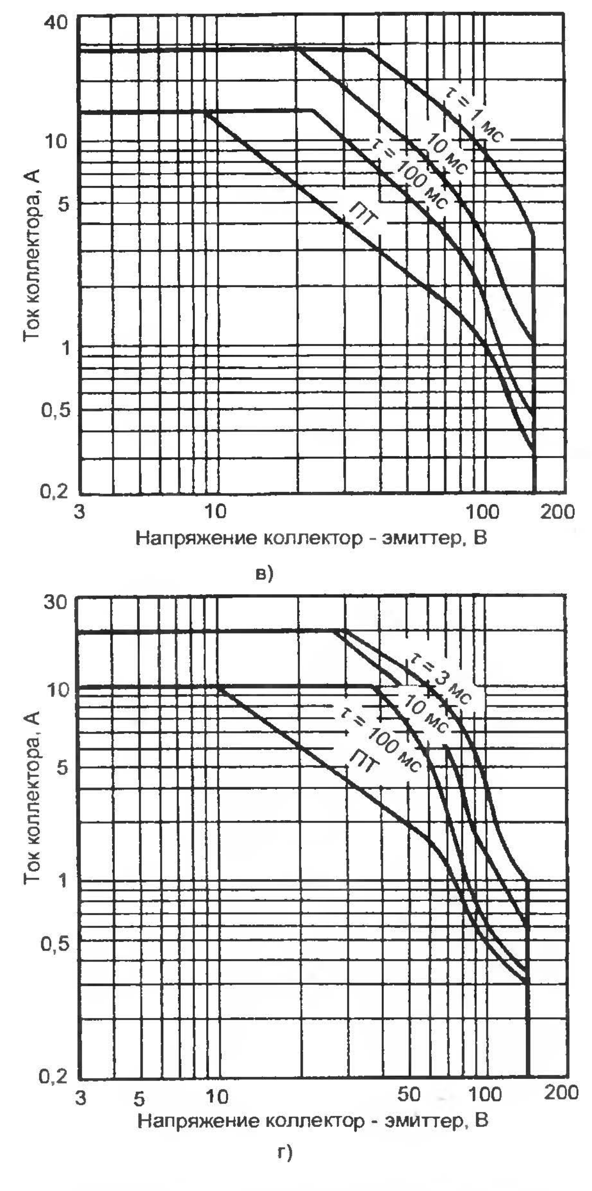



Рис.4.1. Графики областей безопасной работы популярных биполярных транзисторов без теплоотвода и принудительного охлаждения при различных длительностях импульса τ; ПТ – постоянный ток (по данным фирмы Sanken)
а – 2SA1303; б – 2SA1695; в – 2SC3284; г – 2SC4468

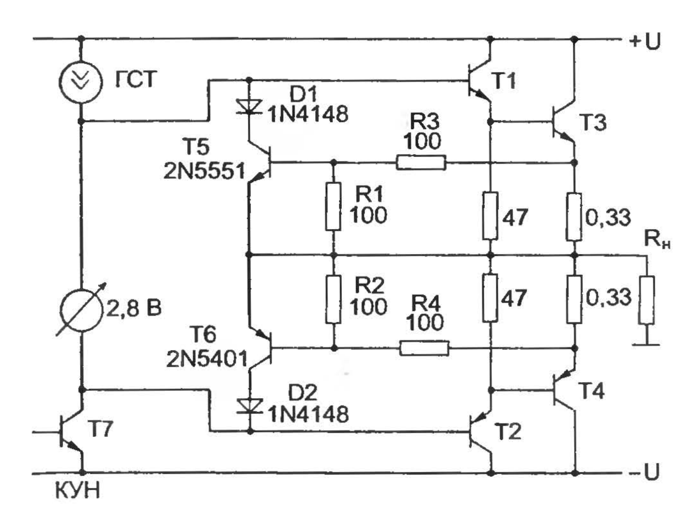



Рис.4.2. Типовой выходной каскад с простой схемой ограничения тока

Графики ОБР позволяют очертить траекторию защиты, отделяющую допустимые вольт-амперные параметры конкретной схемы выходного каскада. Работа схемы защиты должна *гарантировать* невыход режимов работы мощного полупроводникового прибора за пределы ОБР.

Можно предположить, что адекватная защита ВК обеспечивается простой схемой ограничения тока выходных транзисторов (рис. 4.2), например, на уровне приблизительно 5 А (при нормальной температуре).

Эмиттерный резистор 0,33 Ом в цепи выходного транзистора является токочувствительным элементом: падение напряжения на нем пропорционально току эмиттера транзистора Т3. Оно приложено к делителю напряжения R3,R1, который обеспечивает масштабирование пропорционального напряжения на базе транзистора защиты Т5. Если ток эмиттера Т5 увеличивается сверх расчетного предела, импеданс коллектор-эмиттер Т5 начинает падать и эффективно шунтирует базу транзистора Т1, устанавливая максимум тока эмиттера Т3 исходя из параметров нагрузки (при коротком замыкании еще ниже). Когда перегрузка снимается, усилитель автоматически возвращается к нормальному режиму работы. Комплементарные приборы Т4 и Т6 работают аналогично Т3 и Т5.

Диоды D1 и D2 в коллекторных цепях предохраняют защитные транзисторы Т5 и Т6 от проводимости на полупериоде другой полярности. Это происходит, если падения напряжения на токочувствительных резисторах становятся достаточно высокими, чтобы сместить переходы коллектор-база Т5 и Т6 в прямом направлении.

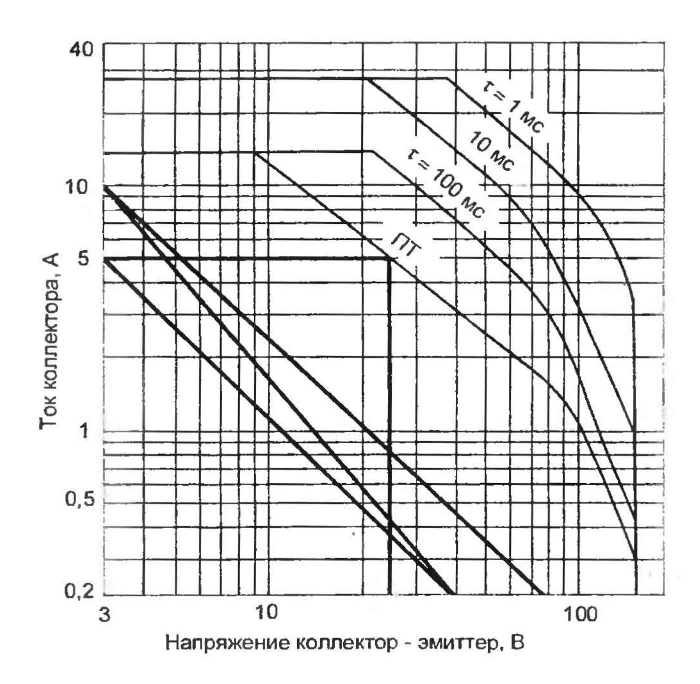



Рис. 4.3. Траектория защиты простой схемы ограничения тока (без теплоотвода) при различных длительностях импульса τ; ПТ – постоянный ток

На рис.4.3 показана траектория защиты простого ограничителя тока с порогом срабатывания 5 А.

Горизонтальная линия проведена от точки 5 А на вертикальной оси в пределах выбранного напряжения питания по горизонтальной оси. Это приводит к прямоугольной траектории, очерчивающей допустимые сочетания напряжения и тока, которые не активируют схему защиты. Косые линии представляют собой траектории нагрузок 4 и 8 Ом при напряжении питания усилителя ±40 В, а также наихудший случай реактивной нагрузки (с удвоением напряжения питания). Все нагрузочные прямые находятся в пределах ОБР.

Заметим, что 8-омная траектория почти целиком находится внутри траектории защиты. При 4-омной нагрузке положение практически безнадежно: линия ограничения тока пересекает линию 4-омной нагрузки на уровне примерно 4,5 В. Точка пересечения представляет максимальное пиковое напряжение, которое может быть приложено к нагрузке. Следовательно, простая схема ограничения тока значительно снижает возможности выходного каскада по мощности, особенно при низкоомных и/или реактивных нагрузках.

Схема защиты рис.4.2 является функционально законченной.

Аналогичные схемы используются во многих сценических УМЗЧ.

Простое ограничение тока целесообразно для встроенных применений усилителей, то есть активных акустических систем («комбиков»), где нагрузка фиксирована. Для УМЗЧ общего назначения (с «произвольной» нагрузкой) схема защиты, в идеале, должна эмулировать траекторию ОБР.

На рис. 4.4 представлена значительно улучшенная схема защиты выходного каскада на ЭП. Она идентична схеме рис. 4.2 за исключением дополнительных резисторов R5,R6 и номиналов резисторов. Дополнительные резисторы подключены к шинам питания и обеспечивают постоянное смещение на базах транзисторов защиты. Когда напряжение на выходной шине близко к нулю, постоянные смещения неизменны. Однако при изменении выходного напряжения пропорционально сигналу, постоянные смещения изменяются пропорционально разности потенциалов между напряжениями на шинах питания и выходной шине. Например, если напряжения на шинах питания ±40 В, а на выходе 0 В, потенциал между выходной и плюсовой шинами будет 40 В. Для указанных в схеме номиналов резисторов это обусловит установившееся постоянное смещение 0,33 В, приложенное к базе Т5 посредством делителя R5 и R1 ‖ R3 (сопротивлением в цепи эмиттера Т3 можно пренебречь). Если положительное напряжение сигнала сместит выход на +32 В, разность между плюсовой и выходной шинами уменьшится до 8 В. Следовательно, постоянное напряжение на базе Т5 уменьшится до 0,066 В (без нагрузки и при нулевом токе покоя). Если отрицательное напряжение сигнала сместит выход на –32 В, постоянное напряжение на базе Т5 при тех же условиях увеличится до 0,6 В. Таким образом падение напряжения на мощном транзисторе непрерывно корректирует порог срабатывания схемы ограничения тока. Нетрудно рассчитать, что при минимальном рабочем напряжении на защищаемом транзисторе порог срабатывания схемы защиты по току нагрузки составит примерно 9,3 А, а при максимальном напряжении этот порог уменьшается до 1,5 А.

На рис. 4.5 показана траектория защиты, которая простирается по всей ОБР транзистора 2SC3284, охватывая траектории нагрузок 4 и 8 Ом, а также 4-омной реактивной нагрузки. Это обеспечивает высокую надежность работы транзисторов выходного каскада, так как схема, обеспечивающая такую траекторию защиты, производит одновременный мониторинг *и тока, и напряжения*. Определенным недостатком рассмотренной схемы является высокая чувствительность порогов срабатывания ограничителей тока к разбросу значений сопротивлений R5, R6 и напряжений питания: при их неудачном сочетании траектория защиты может опасно приблизиться к траектории ОБР при максимальных напряжениях на мощных транзисторах.

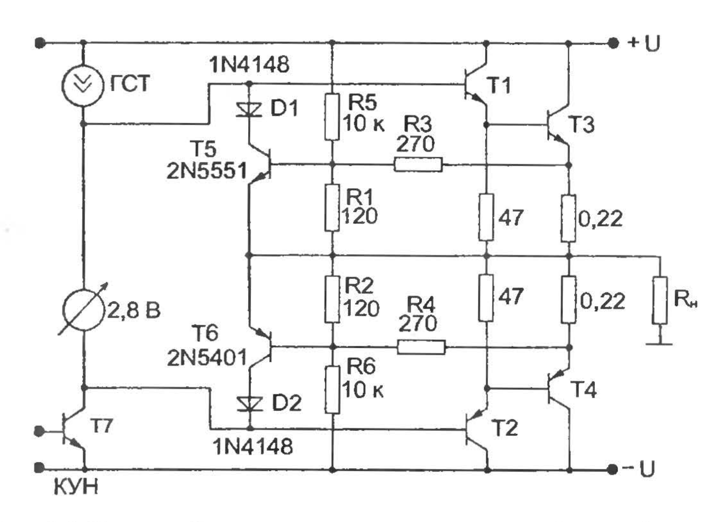



Рис. 4.4. Выходной каскад с усовершенствованной схемой защиты

Как известно, нет предела совершенству, и в 1970-х годах были разработаны схемы защиты, которые с приемлемой точностью эмулировали кривые реактивных нагрузок.

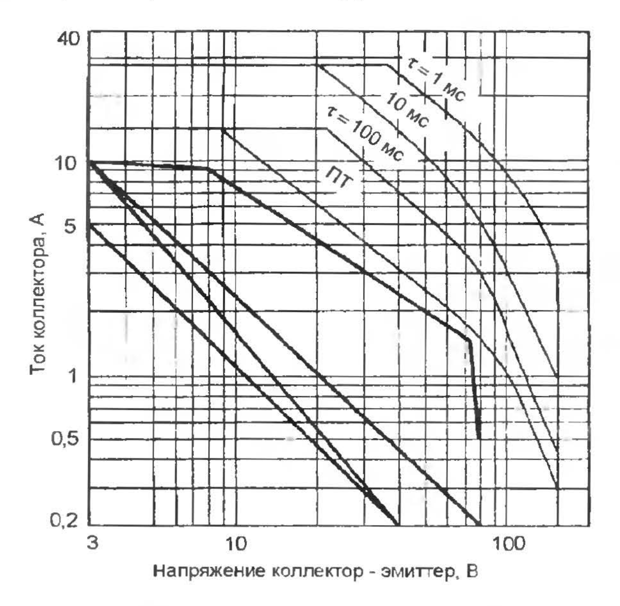



Рис. 4.5. Траектория защиты усовершенствованной схемы (без теплоотвода) при различных длительностях импульса τ; ПТ – постоянный ток

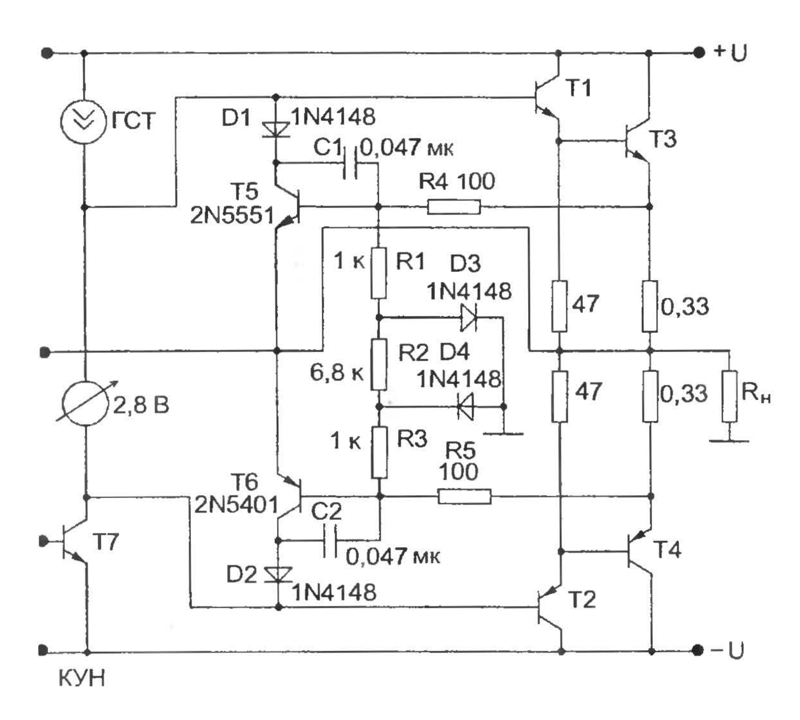



Рис.4.6. Выходной каскад с многоскатной схемой защиты

Эти схемы получили название *многоскатных (multislope) - амперных ограничителей*, в отличие от *односкатной (single-slope)* схемы рис. 4.4. На рис. 4.6 приведена весьма известная и популярная схема ограничителя, реализующего многоскатную траекторию защиты.

Схема работает независимо от напряжения на шинах питания, поскольку эмулирует типовое поведение большинства кривых ОБР, и довольно успешно, по сравнению с другими схемами защиты, что обеспечивает надежную защиту выходного каскада в широком диапазоне нагрузок. Она была разработана почти 30 лет назад, но до сих пор используется во многих УМЗЧ. U-образная характеристика ограничения тока, реализуемая схемой рис. 4.6, имеет два преимущества. Во-первых, в сценических применениях, где почти неизбежно происходит подключение и отключение акустических систем при работающем усилителе, до минимума ослабляется искрообразование. Во-вторых, если выход усилителя закорочен длительное время, мощные транзисторы не перегреваются.

Схема рис. 4.6 работает аналогично простой схеме ограничения тока. Когда падение напряжения на эмиттерных резисторах достигает максимального предела (соответствующего максимуму тока

эмиттера выходных транзисторов), транзисторы защиты открываются и закорачивают на себя ток базы предоконечных транзисторов. Это удерживает максимальный ток ВК на верхнем пределе. Однако в отличие от простой схемы ограничения тока, базы транзисторов защиты привязаны к земляной шине через ограничительные диоды D3 и D4, а не к выходной шине, что позволяет транзисторам защиты *отслеживать импеданс нагрузки* по отношению к выходному току.

Проанализируем работу схемы при разных нагрузках. Предположим, что выход закорочен на корпус. При положительном напряжении сигнала, приложенного к ВК, все выходное напряжение должно упасть на эмиттерном резисторе. Когда напряжение на нем приблизится к 0,7 В (что соответствует выходному току чуть более 2 А), транзистор T5 откроется и начнет ограничивать максимальный выходной ток на этом уровне.

Предположим, что на выход присоединена нагрузка 1 Ом, а положительное напряжение, приложенное ко входу ВК, достаточно, чтобы обеспечить 3 В на нагрузке 1 Ом. При этих условиях эмиттерный резистор и нагрузка образуют делитель напряжения. Поскольку 3 В соответствуют току 3А, на эмиттерном резисторе падает примерно 1В.Таким образом, напряжение на эмиттере T3 составит в сумме примерно 4 В (относительно корпуса). В свою очередь, R4, R1 и D3 образуют другой делитель напряжения. Напряжение на эмиттере T3 будет им ослаблено, причем падение напряжения на R4 составит 10% падения напряжения на R1. Прямое падение напряжения на диоде D3 всегда равно 0,7 В, что оставит примерно 3,3 В для деления между R4 и R1, которые распределятся так: 3 В на R1 и 0,3 В на R4. Отметим, что полярность напряжения на R4 противоположна падению напряжения на эмиттерном резисторе. Поэтому напряжение база-эмиттер T5 составит 0,7 В, что достаточно для его открывания. Тогда максимальный выходной ток теперь будет поддерживаться на уровне примерно 3 А.

Для 2-омной нагрузки максимальный ток составит примерно 6А. Как было показано выше, схема защиты рис. 4.6 ограничивает ток ВК при коротком замыкании на уровне 2А. При нагрузках 1 и 2 Ом ток будет ограничен на уровне 3 и 6А, соответственно. Таким образом происходит мониторинг импеданса нагрузки (с использованием делителя опорного напряжения для сравнения с выходным напряжением) и соответствующее ограничение тока ВК. При указанных на схеме параметрах ток в 4- и 8-омных нагрузках не ограничивается вовсе (до тех пор, пока реактивная природа нагрузок не заставит упасть их импеданс ниже номинального уровня). Комплементарная часть схемы защиты на транзисторе T6 работает аналогичным образом.

Диоды D3 и D4 являются ограничительными, блокирующими ток утечки на противоположном полупериоде (они не позволяют току протекать через отрицательную цепь защиты при положительном полупериоде, и наоборот). Конденсаторы C1, C2 и резистор R2 обеспечивают устойчивость в режиме ограничения тока.

Схема защиты рис. 4.6 относительно проста для расчета или модификации. Она имеет один недостаток – не отслеживает напряжения питания, поэтому значение токочувствительного эмиттерного резистора должно быть выбрано так, чтобы не допустить выхода траектории защиты из ОБР.

Для защиты боковых МОП-транзисторов иногда используют простые стабилитронные ограничители максимального напряжения на затворе, которое устанавливает максимум тока стока. Однако большой разброс характеристик МОП-транзисторов приводит к малопредсказуемым значениям максимального тока. Кроме того, стабилитроны имеют большую емкость, которая включается параллельно входной емкости транзистора, что усугубляет и без того значительную емкостную нагрузку КУН, а в сильноточных выходных каскадах с большой скоростью нарастания стабилитроны, из-за низкого быстродействия, вообще неэффективны. Как было сказано выше, мощные МОП-транзисторы не подвержены вторичному пробою, обладают отрицательным температурным коэффициентом сопротивления канала и, как правило, уже оборудованы встроенной схемой ограничения напряжения на затворе, поэтому в выходных каскадах на МОП-транзисторах целесообразно использовать простые ограничители тока.

Неустойчивость схем защиты обычно является результатом стремления общей ООС исправить уровень выходного сигнала в тот момент, когда схема защиты пытается его понизить (ООС, естественно, «путает» ограничение с нелинейными искажениями). Такая неустойчивость обычно не проявляется в тяжелой форме, при которой УМЗЧ теряет управление выходным каскадом. Но, в некоторых случаях установка двух конденсаторов параллельно переходам коллектор-база (например, C1 и C2 на рис. 4.6) может ослабить самовозбуждение. Однако в УМЗЧ с большой скоростью нарастания не следует применять такие конденсаторы, поскольку они могут вызвать ложное ограничение и увеличить искажения.

Реальная нагрузка в виде акустической системы является реактивной, включая реактивности разделительных фильтров (кроссовера) и громкоговорителей. Если акустическая система демонстрирует высокую емкостную реактивность (то есть ток опережает напряжение), весьма возможно, что на высоких частотах и больших уровнях мощности фазовый сдвиг между выходными напряжением и током усилителя может достичь максимумов, при которых выход-

ной ток может быть значительным, когда напряжение находится вблизи нуля. Для типовой многоскатной схемы ограничения тока большой выходной ток при почти нулевом выходном напряжении выглядит как короткое замыкание в нагрузке, и схема активируется, в результате чего появляются искажения.

Емкостной импеданс акустических систем на электродинамических громкоговорителях является следствием ошибок в конструкции кроссовера. В таких случаях можно предложить три варианта решения проблемы: вернуть акустику изготовителю, переделать кроссовер самостоятельно, модифицировать схему защиты и выходной каскад УМЗЧ. Как показывает опыт, акустические системы с такой характеристикой импеданса не относятся к высококачественным изделиям в категории достоверности звукопередачи, поэтому их вообще не следует приобретать.

Очень простым, но эффективным методом защиты выходных транзисторов, которому часто не придают значения, является установка *ограничительных диодов*, присоединенных в обратной полярности между шинами питания и выходной шиной. Задача этих диодов – подавить индуктивные выбросы обратного напряжения, которые могут генерироваться нагрузкой с большой индуктивной составляющей входного импеданса. Теоретически эти выбросы обратной полярности могут быть удвоенной амплитуды питающего напряжения и обусловить выход из строя выходных транзисторов из-за первичного пробоя. Бытует мнение, что выпрямительные диоды общего применения, например 1N4005, хорошо справляются с этой задачей. Однако, как показывает практика, лучше использовать быстродействующие диоды. Из отечественных предпочтительны КД212, КД213 или КД2999.

Несколько слов о *тепловой защите* выходного каскада, тепловых размыкателях и принудительном охлаждении. Максимальные потери тепла в выходном каскаде, работающем в классе В, происходят при уровне мощности в 41% от максимальной, что на синусоидальном сигнале соответствует 64% или –3,9 дБ от уровня ограничения (на постоянном токе – 50% или –6 дБ). При таких самых неблагоприятных условиях к.п.д. снижается с 67% для ВК на МОП-транзисторах и 75% для ВК на биполярных транзисторах до уровня к.п.д. менее 50% с учетом тепловыделения на вспомогательных элементах. На рис. 4.7 показаны графики мощности, потребляемой от источника питания (ИП), рассеиваемой в нагрузке и выходном каскаде при напряжении питания УМЗЧ ±40 В, резистивной нагрузке 8 Ом и амплитуде синусоидального сигнала в % от выходного напряжения.

Основным параметром теплоотвода является его тепловое сопротивление. Зная паспортное тепловое сопротивление переход-

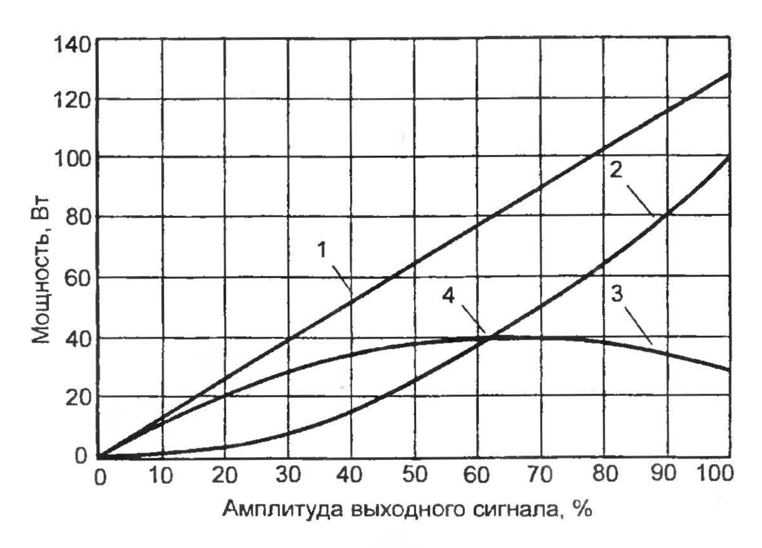



Рис. 4.7. Графики мощности, потребляемой от источника питания, рассеиваемой в нагрузке и выходном каскаде (класс В) в зависимости от амплитуды выходного синусоидального сигнала (в % от полной шкалы) при резистивной нагрузке

1 – мощность потребляемая от источника питания; 2 – мощность в нагрузке; 3 – мощность в выходном каскаде; 4 – наихудший случай

корпус применяемых выходных транзисторов и тепловое сопротивление изолирующей прокладки (если она необходима), можно рассчитать максимальную температуру теплоотвода на основе максимальной мощности УМЗЧ. Не будем углубляться в описание этой процедуры так как она подробно описана в литературе. Параметры тепловых размыкателей должны соответствовать теплоотводам, рассчитанным, как правило, по наихудшим тепловым потерям.

В профессиональных УМЗЧ большой мощности, наряду с тепловыми размыкателями, повсеместно применяется адаптивное или *управляемое принудительное охлаждение*, что позволяет снизить размеры отнюдь не дешевых теплоотводов до приемлемых и повысить прогнозируемую надежность изделий.

В качестве термодатчиков используются самые разные элементы: от терморезисторов до специализированных микросхем с калиброванным выходным напряжением 10 мВ/°С, таких как LM35DT (National Semicoductor), или дополнительными логическими выходами, как TMP01 или AD22105 (Analog Devices), сигнал которых, посредством активных полупроводниковых элементов и/или электромеханических реле, управляет системой вентиляторов, а также инициирует сброс громкости и/или отключение громкоговорителей при достижении заданной температуры.

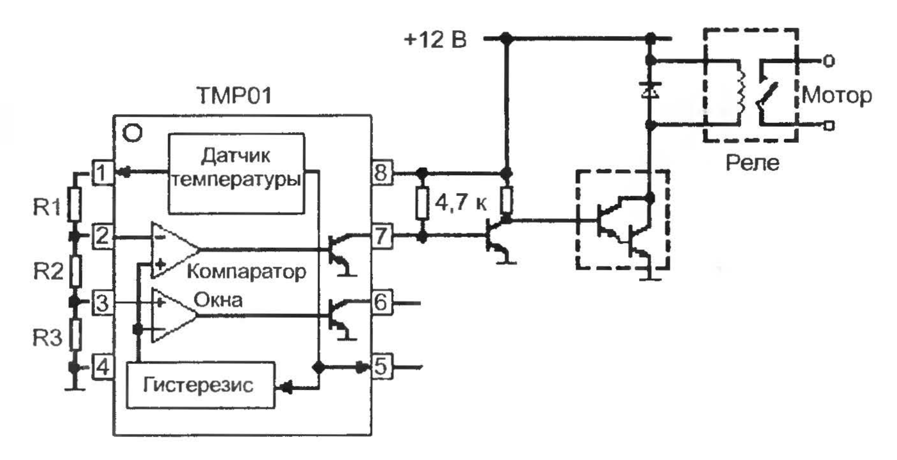



Рис. 4.8. Схема управления вентилятором принудительного охлаждения на основе монолитного термодатчика TMP01

На рис. 4.8, в качестве примера, приведена схема управления вентилятором принудительного охлаждения на основе интегральной микросхемы (ИМС) типа TMP01. Резистивным делителем задаются пороги включения/ выключения вентилятора и других устройств.

Если достаточна точность отслеживания температуры 5 ... 10°С, удобно использовать ИМС интегрального термореле AD22105, температура срабатывания которого устанавливается одним внешним резистором, а вывод открытого коллектора встроенного ключа (втекающий ток до 5 мА) используется для активации схемы управления исполнительными устройствами, аналогично рис. 4.8.

Можно воспользоваться готовым набором комплектующих для изготовления термореле, предлагаемым фирмой «Мастер кит» (www.masterkit.ru). Измерительным элементом в данном устройстве является терморезистор, а исполнительным – электромеханическое реле.

## Схемы защиты громкоговорителей

Усилители мощности звуковой частоты, построенные как усилители постоянного тока, то есть с непосредственной связью, представляют опасность практически для всех разновидностей акустических систем. Почти все отказы внутренних компонентов усилителя приводят к значительному постоянному смещению на его выходе. Если акустическая система присоединена к выходным зажимам усилителя и на них на короткое время появляется постоянное напряжение, катушки громкоговорителей перегреваются и разрушаются (в предельных случаях это приводит к возгоранию и даже от-



6—3558

рыву диффузора). Высококачественные акустические системы стоят довольно дорого, поэтому разумно обеспечить некоторую разновидность защиты, отключающую громкоговоритель и/или усилитель, если на выходных зажимах усилителя появляется постоянный потенциал. Существенным постоянным напряжением принято считать ±2В, либо низкочастотные колебания с частотой ниже 3 Гц.

Усилители мощности звуковой частоты, использующие конденсаторы или трансформаторы в качестве выходной развязки, считаются невосприимчивыми к проблемам постоянного смещения (хотя выходные трансформаторы и конденсаторы могут иметь внутренние замыкания). Однако любой усилитель, использующий такие методы развязки, противоречит понятию достоверного звуковоспроизведения, поэтому мы рассматриваем только УМЗЧ с непосредственной связью.

Любая разновидность системы защиты громкоговорителя, опирающаяся на описанные выше схемы защиты от перегрузки, не является абсолютно надежной. Наиболее распространенными отказами выходных каскадов на биполярных транзисторах является короткое замыкание в мощных транзисторах. Если замкнут переход коллектор-эмиттер, напряжение источника питания немедленно прилагается к акустической системе, при этом любая схема защиты бессильна. Таким образом, надежная система защиты громкоговорителя не может полагаться на внутренние свойства усилителя. Предпочтительно, чтобы она работала от отдельного источника питания и автоматически возвращалась в безопасный режим отключения громкоговорителя, когда питание снимается.

Одно время были распространены тиристорные схемы защиты, закорачивающие выход УМЗЧ на корпус при появлении на нем постоянного смещения (с последующим срабатыванием плавких предохранителей в цепях питания). Они неплохо защищали громкоговорители. Но существуют проблемы, связанные с такой разновидностью защиты. Ее концепция предполагает, что переходы одного или более выходных транзисторов уже закорочены, поэтому столь решительное замыкание не приведет к дальнейшему разрушению. Это не всегда так, так как проблемы с обратной связью, незначительным самовозбуждением или напряжением смещения также могут привести к постоянному напряжению на выходе усилителя. Теоретически схемы защиты от перегрузки должны защищать выходные транзисторы от непосредственных замыканий выходной шины на корпус, но некоторые схемы защиты не могут справиться с пробоем триодного тиристора, поэтому совершенно исправные выходные транзисторы могут быть разрушены при срабатывании такого электронного шунта.

На рис.4.9 показана известная и проверенная схема защиты громкоговорителя от постоянного смещения на основе электромеханического реле. Описание работы схемы с небольшими сокращениями дано по книге Рэнди Слоуна.

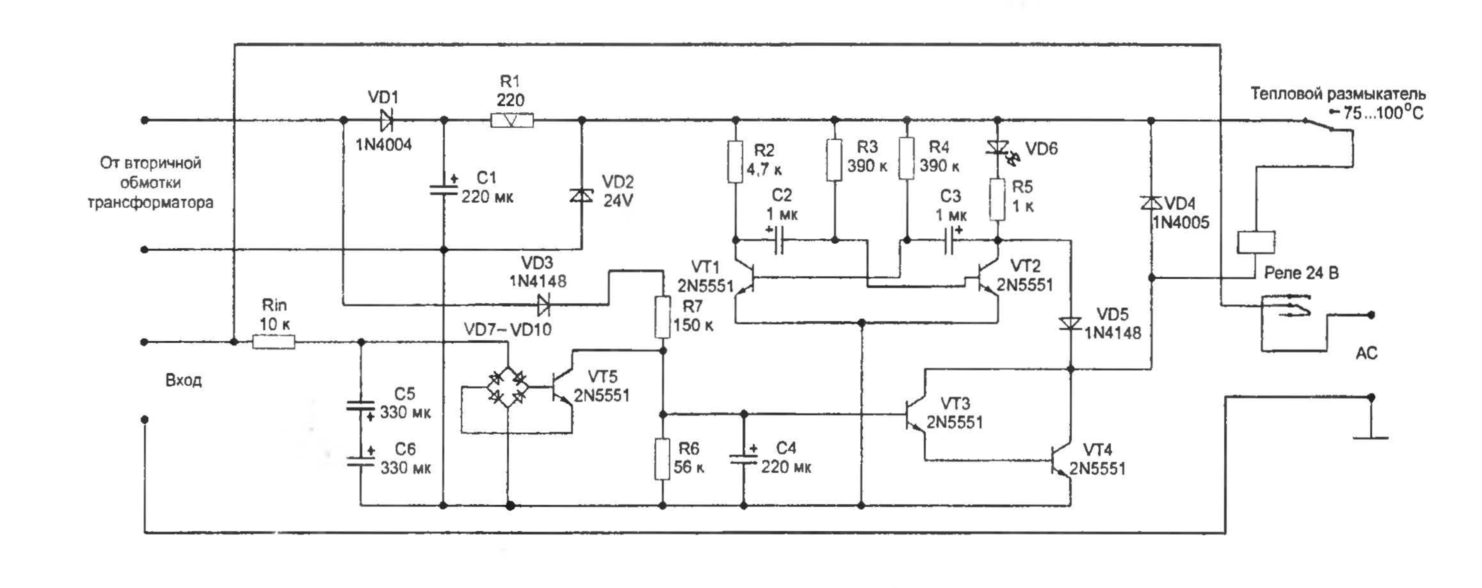



Рис. 4.9. Многофункциональная схема автоматической защиты громкоговорителя (одноканальный вариант)

Схема изображенная на рис. 4.9 имеет несколько других важных свойств, которые обеспечивают оптимальную защиту усилителя в целом. Она получает питание от своего собственного источника, переменное напряжение на вход которого поступает непосредственно со вторичной обмотки силового трансформатора. Элементы источника питания VD1, C1 и VD2 образуют простой 24-вольтовый стабилизатор напряжения. Номиналы элементов допускают входное переменное напряжение от 27 до 35 В. Номинал резистора R1 может быть изменен в зависимости от входного переменного напряжения.

Вход схемы защиты рис. 4.9 присоединен к выходу усилителя мощности. Выход усилителя обходит схему защиты и соединяется с нормально разомкнутыми контактами реле. Когда реле запитывается, выход усилителя присоединяется напрямую к акустической системе через контакты реле. Следовательно, когда питание исчезает, контакты реле размыкаются, обеспечивая безаварийный режим отключения (то есть отсоединение нагрузки при снятии питания).

Когда на усилитель подается питание, схема защиты автоматически запитывается от вторичной обмотки силового трансформатора. Элементы R2, R3, R4, R5, VD6, C2, C3, VT1 и VT2 образуют неустойчивый мультивибратор. При первой подаче питания он начинает генерировать на частоте примерно 2 Гц, зажигая светодиод VD6 для визуальной индикации данной фазы работы. Если на выходе усилителя не присутствует никакого постоянного напряжения, конденсатор C4 начинает заряжаться через резистор R7 положительными полуволнами сетевого напряжения, формируемыми диодом VD3 (заметьте, что диод непосредственно соединен с вторичной обмоткой). Для зарядки конденсатора до уровня насыщения составной пары транзисторов VT3 и VT4 требуется примерно 2 с. Когда это происходит, запитывается реле, контакты которого присоединяют нагрузку к усилителю. Задержка срабатывания, называемая *проверкой молчанием*, дает усилителю примерно 2 с для установления перед присоединением к громкоговорителю. Это устраняет досадные и потенциально разрушительные переходные процессы при включении (многие усилители с непосредственной связью требуют 100 мс для установления рабочего режима). Когда через обмотку реле идет ток, коллектор транзистора VT2 притянут вниз через диод VD5 (и открытый составной транзистор), запрещая генерацию мультивибратора и заставляя светодиод VD6 светиться постоянно, что обеспечивает визуальную индикацию состояния, при котором громкоговорители подключены к усилителю и работа происходит в нормальном режиме.

Если постоянное напряжение на выходе превысит 1,7 В, составной неполярный конденсатор (C5+C6) зарядится до этого

уровня через изолирующий резистор Rin. Независимо от полярности этого напряжения диодный мост VD7-VD10 выпрямит его и оно насытит транзистор VT5. Когда VT5 открыт, импеданс его коллектора уменьшается, разряжая конденсатор C4 и снимая смещение, требуемое для поддержания составного транзистора (VT3 + VT4) в открытом состоянии. Как следствие, ток через обмотку реле прекращается, и его контакты отсоединяют выход усилителя от громкоговорителя. Таким образом, акустическая система защищена от любого существенного постоянного напряжения на выходе усилителя. В это же время мультивибратор начинает генерировать, обеспечивая посредством светодиода VD6 визуальную индикацию состояния отсоединения нагрузки. Когда постоянное смещение снимается, схема автоматически сбрасывается через несколько секунд, восстанавливая нормальный режим работы.

Тепловой размыкатель является нормально замкнутым, он установлен на теплоотводе выходного каскада или, что предпочтительнее, на одном из выходных приборов. Не следует путать тепловой размыкатель с тепловым предохранителем, который сгорает после единственного перегрева и должен быть заменен, как обычный плавкий предохранитель. Тепловой размыкатель работает посредством контакта биметаллической пластины и автоматически возвращается в исходное состояние после охлаждения; он может выдержать не менее тысячи срабатываний. Если выходные приборы перегреваются после периода нормальной работы, тепловой размыкатель обесточит обмотку реле. Это приведет к отсоединению выхода усилителя от громкоговорителей и охлаждению теплоотвода и выходных приборов (поскольку усилитель остается без нагрузки). В то же время размыкание коллекторной цепи составной пары транзисторов освобождает мультивибратор и светодиод начинает вспыхивать очень часто (примерно с частотой 10 Гц). Частые вспышки светодиода обеспечивают визуальную индикацию состояния тепловой перегрузки усилителя. Когда теплоотвод и выходные приборы достаточно остывают для преодоления гистерезиса теплового размыкателя, контакты последнего замыкаются и вызывают восстановление нормального режима схемы защиты.

Задачей диода VD4 является подавление индуктивных бросков обратного напряжения при обесточивании обмотки реле. Максимальный рабочий ток через контакты реле выбирается на основе паспортных данных на *постоянном токе*, а не на переменном. Если выходные биполярные транзисторы размещены в металлических корпусах TO-3, лучше установить тепловой размыкатель с температурой срабатывания 100°C на крышку корпуса (для минимальной тепловой задержки). При использовании выходных прибо-

ров в пластмассовых корпусах (MT100 и других) тепловой размыкатель с номиналом 75°С устанавливают на теплоотвод выходного каскада (это обеспечивает компенсацию теплового сопротивления и влияния тепловой задержки). Если в УМЗЧ применены боковые МОП-транзисторы, тепловой размыкатель с температурой срабатывания 100°С также может быть установлен на теплоотвод, поскольку максимальная рабочая температура МОП-транзисторов на 50...70 градусов выше, чем у биполярных.

В итоге, схема защиты рис. 4.9 обеспечивает задержку 2 с во избежание звукового удара при включении питания, она автоматически отсоединяет громкоговорители при существенном постоянном напряжении на выходе или перегреве, имеет четырехрежимную индикацию, безопасное размыкание контактов при обесточивании, а все защитные состояния автоматически сбрасываются при выходе усилителя из аварийного режима.

Возможные режимы индикации светодиода следующие: не горит – питание выключено; вспыхивает редко – 2-секундная задержка или состояние защиты от постоянного смещения; вспыхивает часто – тепловая перегрузка, громкоговорители отсоединены; горит постоянно – нормальная работа.

В варианте схемы, защиты, для стереофонического усилителя мощности имеется дополнительный резистор Rin второго канала, модифицированное реле с двумя парами контактов и дополнительный тепловой размыкатель, если каналы имеют раздельные теплоотводы.

В зависимости от выходной мощности защищаемого УМЗЧ, существуют некоторые соображения по использованию схемы рис. 4.9. Если силовой трансформатор усилителя имеет переменное напряжение половины вторичной обмотки более 35 В, номинал и рассеиваемую мощность резистора R1 придется соответственно увеличить. С номиналами, указанными на схеме, сопротивление постоянному току обмотки 24-вольтового реле должно быть не менее 600 Ом. В усилителях с выходной мощностью 200 ... 300 Вт с.к.з. можно использовать реле с двумя группами контактов, которые должны выдерживать постоянный паспортный ток 10 А и включаться параллельно (для работы при максимальных токах). В еще более мощных усилителях максимальный паспортный ток контактов реле должен быть 25 ... 30 А. Возможно, при этом сопротивление обмотки реле будет значительно меньше 600 Ом, что потребует ток управления больший, чем может обеспечить простой параметрический стабилизатор напряжения. Существует много несложных методов повышения нагрузочной способности источника питания, например, включение последовательного проходного транзистора или переход к интегральному стабилизатору напряжения. Неплохим реше-

нием будет установка низковольтного силового трансформатора, предназначенного для питания схемы защиты, поскольку очень мощные усилители обычно используют силовые трансформаторы с весьма высоким напряжением вторичной обмотки.

Следует помнить, что дешевые реле сомнительного качества не обеспечивают надежное соединение, поэтому при больших проходных токах в них могут возникнуть *контактные искажения*, обусловленные нелинейными эффектами в проводящем пятне.

И, наконец, на рис. 4.10 приведена простая и, как оказалось, надежная схема защиты громкоговорителя на основе электромеханического реле, опубликованная много лет назад в каком-то зарубежном журнале.

По принципу действия она почти не отличается от предыдущей схемы. Задержка включения громкоговорителей определяется постоянной времени R1C1. Время задержки (примерно 1,8 с) можно найти из уравнения t x 12В/R1 = C1 x 2,1В, где 2,1 В – сумма порогов открывания транзисторов Т1 и Т4 (составного). Диоднотранзисторный двухполупериодный выпрямитель шунтирует базу Т4 на корпус при появлении постоянной составляющей свыше ±1,5 В на выходе любого из каналов УМЗЧ. Нижняя граница полосы частот входного НЧ-фильтра составляет примерно 0,3 Гц что представляется оптимальным, с учетом рекомендуемой полосы частот УМЗЧ (3 Гц). В качестве реле можно использовать 12-вольтовую

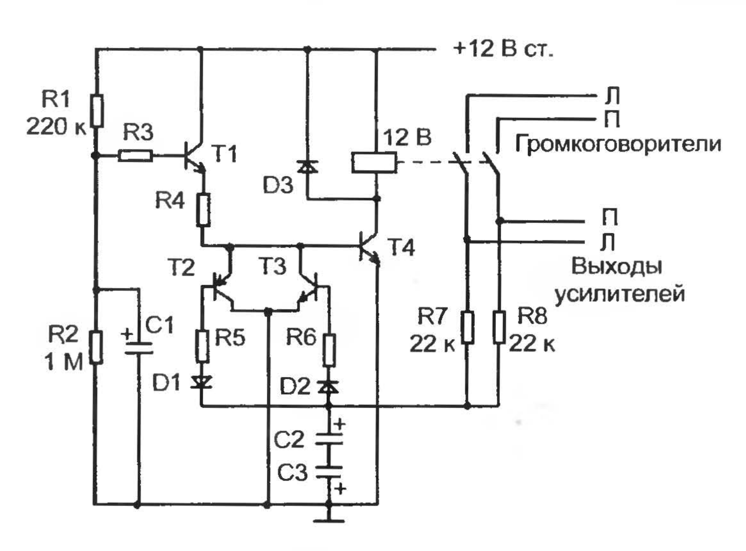



Рис. 4.10. Простая схема защиты громкоговорителя
C1 – C3 47 мкФ; R3, R4 11 к; R5, R6 110 к; T1, T3 КТ3102; T2 КТ3107; T4 КТ972; D1 – D3 КД522

модификацию РЭС22, имеющую 4 группы серебряных контактов, которые можно включить парами. Тепловой размыкатель (не показан) можно включить в цепь управляющей обмотки реле.

Для построения несложных схем защиты громкоговорителей выпускаются специализированные аналоговые микросхемы, например, μPC1237 или AN7073, которые содержат все необходимые активные элементы. Схему защиты легко реализовать и на стандартном таймере типа NE555 (КР1006ВИ1), выходной каскад которого обеспечивает достаточный втекающий ток для управления 12-вольтовым реле, а набор входных компараторов и управляющий вход предоставляют большую гибкость в реализации задержки включения и мониторинга выходных напряжений УМЗЧ.

Следует упомянуть и о схемах защиты громкоговорителей, осуществляющих мониторинг не только постоянной составляющей, но и высокочастотного самовозбуждения на выходе УМЗЧ (особенно на МОП- транзисторах), которое может повредить дорогостоящий высокочастотный громкоговоритель. Появление высокочастотных колебаний в таких схемах отслеживается непосредственно на защитной индуктивности, включенной последовательно с выходом усилителя. Для повышения чувствительности схемы значение индуктивности приходится увеличивать, а демпфирующий резистор с номиналом 0,1...0,3 Ом, включать последовательно с ней, что определенно не идет на пользу выходным характеристикам УМЗЧ. На мой взгляд, если уж разработчик не уверен в стабильности своего изделия и хочет застраховаться от предъявления претензий, целесообразно использовать стандартные радиотехнические средства мониторинга высокочастотных колебаний, например, в виде приемной рамки и детекторной головки, с последующим усилением до уровня, пригодного для управления стандартной схемой защиты громкоговорителей.

## Источники питания УМЗЧ

Источники питания (ИП) постоянного тока для усилителей мощности являются одним из наиболее критичных для качества звучания, вспомогательных узлов. Существуют три основных разновидности ИП: нестабилизированные, стабилизированные, импульсные стабилизированные. Последние не будут обсуждаться, поскольку их принцип действия – регулирование по среднему значению выходного напряжения за период времени – противоречит энергетическим потребностям столь непредсказуемой нагрузки, как УМЗЧ.

Энергетические параметры ИП непосредственно влияют на так называемые макро- и микродинамику звуковоспроизведения. Недостаточный ток разряда накопительных конденсаторов, большое сопротивление вторичной обмотки и соединительных проводов,

заниженная габаритная мощность силового трансформатора на больших уровнях воспроизведения приводят к заметной компрессии сильных сигналов и динамической маскировке слабых, независимо от значения выходного сопротивления самого УМЗЧ.

Двухполярный нестабилизированный ИП постоянного тока – простое и надежное устройство. Нестабилизированные ИП *идеально* подходят для мощных звуковых усилителей, обеспечивая, по потребности музыкального материала, очень большие пиковые токи и широкий динамический диапазон.

Нестабилизированные ИП имеют два недостатка, влияющих на качество УМЗЧ: пульсации выходного напряжения с удвоенной сетевой частотой и модуляцию питающих напряжений сигналом. Накопительные конденсаторы большой емкости могут, при соответствующей конструкции силового трансформатора, понизить пульсации до низкого уровня, но, в конечном счете, пульсации имеют непосредственное отношение к коэффициенту подавления изменений питающих напряжений (PSRR), или (по ГОСТ) – коэффициенту влияния нестабильности источников питания (КВНИП).

Появление сигнала на шинах питания может быть устранено при помощи установки блокировочных конденсаторов и высокого значения коэффициента подавления пульсаций (то есть синфазного сигнала) самого усилителя. Однако здесь могут появиться большие проблемы, если цепи заземления блокировочных конденсаторов, через которые проходит ток модулированных 100-герцовыми пульсациями полуволн выходного сигнала, каким-то образом попадут в контур ООС или входные цепи. В худшем случае, общие *гармонические* и *интермодуляционные искажения* могут возрасти на два–три порядка (!), особенно на низких частотах.

Единственным преимуществом линейных стабилизированных ИП является способность практически полного подавления пульсаций. Цена, которая должна быть заплачена за это, – примерно 30 %-ное падение к.п.д., затраты на комплектующие и теплотвод для регулирующих транзисторов. Выгоды от стабилизированных ИП совершенно иллюзорны: хорошо спроектированный усилитель подавляет пульсации не хуже любого стабилизатора. Усилитель с аналогичными весом и габаритами, но без стабилизатора, мог бы обеспечить на 30% бóльшую мощность, динамику и лучше отрабатывать импульсы высокого уровня (ввиду запаса питающих напряжений). Кроме того, линейный стабилизатор сам по себе является усилителем с глубокой ООС, и обеспечение его устойчивости и гладкого переходного процесса при импульсных токах нагрузки является не менее сложной проблемой, чем построение качественного УМЗЧ.

Основой, ядром ИП является силовой трансформатор. Он же, вероятно, – самый дорогой компонент усилителя в целом (кроме

корпуса). Наиболее важным электрическим параметром трансформатора является паспортная вольт-амперная (ВА) мощность, которая определяется простым умножением максимального тока вторичной обмотки на ее напряжение. Тороидальные силовые трансформаторы компактны и обеспечивают наименьшие магнитные поля.

Промышленники и аудиофилы по-разному подходят к определению требуемой мощности трансформатора относительно заданной мощности усилителя, на что есть веские научные основания. Музыка и речь имеют высокое *отношение пикового уровня к среднему (пик-фактор)*. Проще говоря, 100 Вт с.к.з. выходной мощности, измеренной на синусоидальном сигнале, соответствуют 60 Вт с.к.з., измеренной на музыкальном сигнале при той же максимальной амплитуде. Поэтому в промышленные усилители обычно устанавливают силовые трансформаторы с паспортной мощностью, составляющей 70% от мощности, необходимой для испытания на непрерывном синусоидальном сигнале.

Реальной проблемой, связанной с перегруженными силовыми трансформаторами, является возможность перегрева такого трансформатора, если программный материал подвергнут сильной компрессии (радиовещание) или в качестве источника сигнала используется например бас-гитара. Кроме того, перегруженный трансформатор имеет повышенное выходное сопротивление, которое вызывает большие проседания питающих напряжений на пиках сигнала, что может привести к сбоям в работе усилительных схем, а также к *гармоническим* и *интермодуляционным искажениям*. Автору встречались усилители, которые издавали очень странный призвук на низких нотах: похожий на звук сварочного трансформатора, но более хриплый. Во всех случаях был «виноват» перегруженный ИП, но лишь косвенно, так как главной причиной появления искажений все же был неграмотно разработанный УМЗЧ.

Полное сопротивление цепи вторичной обмотки до накопительных конденсаторов должно быть минимальным; рекомендуется использовать провода большого сечения и качественные держатели для предохранителей, обеспечивающие надежный контакт, то есть малое переходное сопротивление. Пусковые токи, которые должен выдерживать мостовой выпрямитель, будут очень большими, поэтому следует применять выпрямительные модули с большим запасом (2 – 3 раза) по паспортному току, то есть в 10-амперном источнике питания необходимо использовать 25-амперный выпрямительный мост. В источниках питания сверхмощных УМЗЧ необходимо использовать схемы «мягкого» запуска, ограничивающие пусковой ток во всей цепи, включая силовой трансформатор. Сильноточные мостовые выпрямители являются источником радиоизлучений, обусловленных быстрой отсечкой тока в мощных диодах.

Излучение пропорционально току и может быть снижено установкой конденсаторов, шунтирующих диоды.

Минимальное значение емкости накопительных конденсаторов зависит не только от мощности, но и от импеданса нагрузки усилителя, поскольку при двухполярном питании накопительные конденсаторы фактически включены последовательно с нагрузкой. Например, при емкости 1000 мкФ на шину питания (что обычно рекомендуют для 10-ваттного УМЗЧ) суммарная емкость последовательно включенных конденсаторов составит 500 мкФ. Несложный расчет показывает, что для 4-омной нагрузки полоса пропускания в области нижних частот будет равна 80 Гц, что явно недостаточно. Критичным параметром является реактивная мощность накопительного конденсатора, которая зависит от его геометрических размеров (то есть, в конечном счете, от толщины диэлектрика между обкладками). Поэтому импульсные характеристики нестабилизированного источника питания с двумя крупногабаритными накопительными конденсаторами хорошего качества по 10000 мкФ, например, серии LPO (For Audio) японской фирмы Elna или серии KG японской фирмы Nichicon, будут лучше характеристик ИП, реализованного на россыпи миниатюрных (с высокой удельной емкостью) конденсаторов по 2000 мкФ.

Номинальное напряжение накопительного конденсатора должно превышать рабочее *по меньшей мере* на 20%. Большинство производителей используют 63-вольтовые конденсаторы для шины питания 50В, 75-вольтовые для шины 60В, и т.д. Поскольку реактивная мощность конденсатора зависит от его паспортного напряжения, 50%-ный запас будет правильным выбором. Например, при удвоении паспортного напряжения алюминиевого электролитического конденсатора максимально допустимый ток пульсацей с частотой 100 Гц увеличивается в 1,4 – 2 раза. Выходной импеданс накопительного конденсатора хорошего качества емкостью 10000 мкФ не превышает 0,3 Ом в полосе частот 100 Гц ... 10 кГц. Нет смысла применять дорогие «аудиофильские» конденсаторы, вроде Black Gate, – грамотно спроектированный усилитель «не почувствует» их присутствия в ИП.

При разводке соединений в ИП очень важно обеспечить раздельное заземление для развязывающих конденсаторов, нагрузки и входного сигнала. Шину питания и выход выпрямителя следует соединять *только* на выводе накопительного конденсатора. Лучше не использовать обжимные наконечники (или их надо тщательно пропаивать). Нельзя скупиться на сечение соединительных проводов. Провода, по которым проходят большие токи, желательно скручивать между собой для минимизации излучений и наводок на усилительные цепи, в которых могут появиться *индуцированные*

(наведенные) паразитные спектральные составляющие. Не следует скручивать вместе провода питания с проводами сигнального заземления.

Разобраться с *заземлением* очень просто, если понимать, что бывают земли *токовые и потенциальные*. Из названий следует, что по первым протекают токи, а по вторым – нет (за исключением мизерных токов сигнала и смещения дифференциального каскада). Помехи, искажения и наводки могут появиться только в двух случаях: потенциальная земля образовала замкнутый контур (который работает как широкополосная антенна) и/или в цепь потенциальной земли попал отрезок токовой земли (вспомните пример с блокировочными конденсаторами).

Иногда токовую и потенциальную земли называют *землей питания* и *землей сигнала*, соответственно, и добавляют понятие *земли корпуса* или шасси. Не следует, однако, использовать шасси или металлический корпус усилителя в качестве большой шины заземления: его электрическое сопротивление отнюдь не мало, кроме того, могут появиться блуждающие токи и непредсказуемые паразитные контура. Нельзя допускать, чтобы оголенные оплетки экранированных проводов касались шасси усилителя. *Все провода заземления соединяются «звездой» в единственной точке, которая должна находиться вблизи входного разъема усилителя*.

Соблюдение перечисленных правил избавит вас от бесконечных поисков непонятных источников фона, искажений, самовозбуждения и других неприятностей. Например, одна известная фирма, производящая УМЗЧ, в качестве отличительной особенности своих изделий указывает «заземление звездой», подчеркивая этим квалификацию своих конструкторов. Вот так!

*«Что бы ты ни делал, – стремись*
*к совершенству.» Генри Ройс*

# Глава 5

## ПРИМЕРЫ СХЕМ УМЗЧ

В этой главе приведены принципиальные схемы УМЗЧ, обеспечивающих разный уровень качества, – от начального (hi-fi) до прецизионного. К некоторым из них прилагаются рисунки печатных плат (Приложение А). Все усилители работоспособны и при соблюдении элементарных принципов грамотного конструирования и изготовления обеспечивают заявленные разработчиками параметры, если обратное не оговорено особо. Автор допускает, что в ряде случаев приведенный анализ работы известных схем может не совпадать с мнением других авторов. Но, согласитесь, для пытливого ума всегда интересна альтернативная точка зрения.

### УМЗЧ начального уровня

На рис. 5.1 представлена схема простого УМЗЧ на дискретных элементах. Она относится к началу 1970-х годов и реализована без входного дифференциального каскада, который фактически заменяет связка комплементарных транзисторов VT1и VT2.

Усилитель имеет однополярное питание и, естественно, выходной разделительный конденсатор С3. Утверждается, что общие гармонические искажения не превышают 0,02% на частоте 1 кГц при 30 Вт с.к.з. и нагрузке 8 Ом, что вполне реально ввиду значительного усиления двух каскадов ОЭ, один из которых с динамической нагрузкой и подобием токового зеркала (на диодах D1, D2), и типа используемого выходного каскада (комплементарный повторитель с ООС). Коэффициент передачи определяется отношением резисторов R12/R17 и составляет 41 дБ, т. е. чувствительность усилителя довольна высокая – 130 мВ с.к.з. Сигнал ООС по переменному току заводится на базу VT2 через конденсатор С2, по постоянному току – через R13. По значению номинала резистора R4 (680 Ом) можно легко определить, что ток через входной каскад составляет 1 мА. Скорость нарастания очень мала – примерно 0,2 В/мкс (1 В/мкс = =1 мА/1000 пФ), поскольку входной каскад нагружен на значительную совокупную входную емкость КУН, равную приблизительно С8+С7

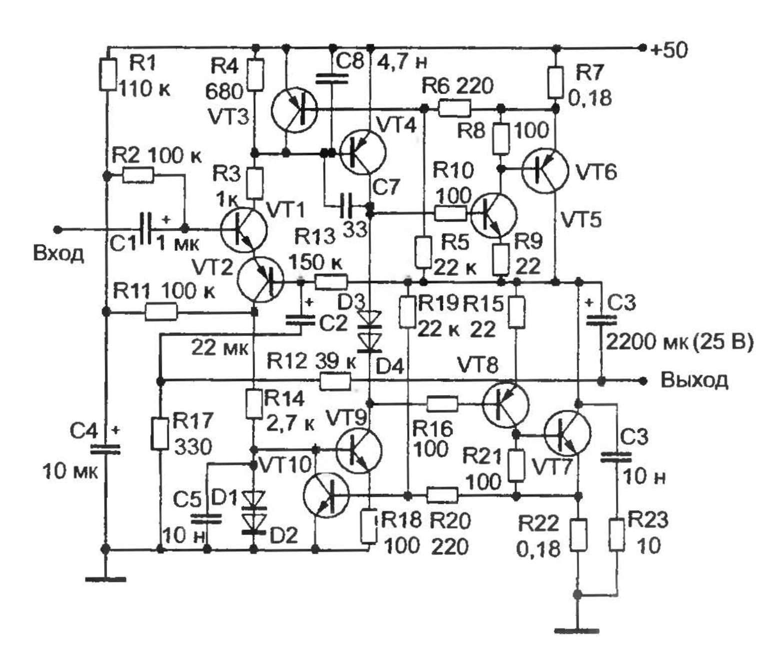



Рис. 5.1. Простой УМЗЧ без входного дифференциального каскада

(вспомните уравнения для расчета скорости нарастания). Полоса мощности при этом составляет не более 1,5 кГц, т. е. появление динамических интермодуляционных искажений неизбежно. Ток покоя КУН, задаваемый ГСТ на транзисторе VT9, составляет 7 мА (0,7 В / R18). Выходной каскад реализован на комплементарных повторителях с ООС и снабжен ограничителями тока (VT3, VT10).

Эта схема приведена не только для того, чтобы продемонстрировать неразвитую реализацию хорошей идеи (комплементарный входной каскад с токовыми зеркалами), но и в качестве повода для иллюстрации нелинейных искажений в выходном разделительном конденсаторе, график которых представлен на рис. 5.2. Обращаю внимание читателей, что график искажений собственно усилителя не имеет никакого отношения к приведенной выше схеме.

На низких частотах в спектре искажений в электролитических конденсаторах превалируют четные гармоники, на средних – нечетные; искажения примерно утраиваются при удвоении приложенного переменного напряжения; они пропорциональны постоянному напряжению поляризации и переменному току через конденсатор и обратно пропорциональны номинальному рабочему напряжению конденсатора (т. е. реактивной мощности). В схеме усилителя рис. 5.1 выходной конденсатор C3 имеет меньшую емкость (2200 мкФ) и недопустимо низкое рабочее напряжение (25 В), поэтому его вклад

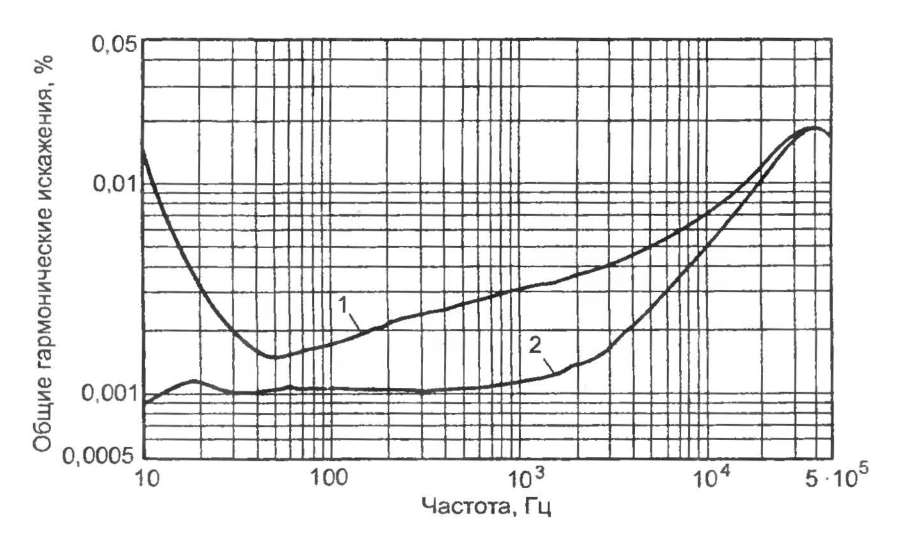



Рис. 5.2. Зависимость общих гармонических искажений УМЗЧ от частоты (Гц) с выходным конденсатором 6800 мкФ и без него при выходной мощности 40 Вт с.к.з./8 Ом (по данным Д.Селфа)
1 – усилитель с выходным конденсатором; 2 – только усилитель

в искажения УМЗЧ, особенно на частотах ниже 100 Гц, будет значительно больше.

Раз уж зашла речь о *нелинейных искажениях в конденсаторах*, вспомним, что в типовой схеме Лина обычно используется блокировочный электролитический конденсатор большой емкости (в цепи ООС). На рис. 5.3 приведена зависимость общих гармонических искажений конденсатора 47 мкФ/25 В от частоты в схеме простого ВЧ-фильтра с входным напряжением 8 В с.к.з. и нагрузкой 680 Ом.

Видно, что при малых токах через электролитический конденсатор основной вклад в искажения вносят низкочастотные гармоники *четного* порядка, обусловленные увеличением переменного напряжения на конденсаторе со снижением частоты, т. е. несимметрией проводимости конденсатора; введение напряжения поляризации 15 В лишь увеличивает искажения. Экспериментально установлено, что искажения минимальны в объемно-пористых электролитических конденсаторах. В неполярных электролитических конденсаторах аналогичные по уровню искажения возникают при бóльших переменных напряжениях. В литературе отсутствуют внятные объяснения механизма возникновения этих искажений (упоминаются электролитическая диссоциация, ионные токи и т.п.), но диэлектрическая абсорбция, скорее всего, не имеет к нему отношения.

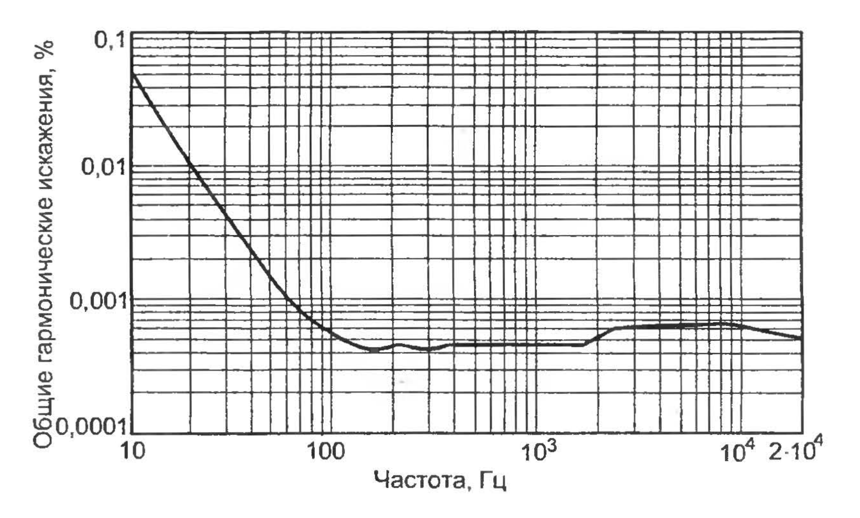



Рис. 5.3. Зависимость общих гармонических искажений электролитического конденсатора 47 мкФ/25 В от частоты (по данным Д.Селфа)

Чтобы минимизировать искажения в электролитических конденсаторах, установленных в сигнальных цепях, необходимо в 5–10 раз увеличить их расчетные параметры по емкости и рабочему напряжению.

На рис. 5.4 приведена схема простого УМЗЧ, разработанного фирмой Hitachi в середине 1970-х годов, с дифференциальным входным каскадом (рабочий ток 0,7 мА) и дифференциальным КУН (рабочий ток 10 мА) с токовым зеркалом и однополюсной коррекцией (С7). Входной НЧ-фильтр R1C3 ограничивает полосу частот значением 500 кГц сверху, а ВЧ-фильтр R2(C2 последовательно с С1) значением 1,45 Гц снизу. Поскольку токовое зеркало во входном каскаде отсутствует, скорость нарастания выходного напряжения будет несимметричной и не превысит 0,7 мА/39 пФ = 18 В/мкс (без учета емкостей переходов транзисторов), а полоса мощности (для амплитуды выходного напряжения 40 В) вряд ли достигнет расчетного значения 72 кГц.

Реализован УМЗЧ на боковых МОП-транзисторах 2SK1058/2SJ162, поэтому имеет хорошую надежность. При закорачивании ВК предохранители в шинах питания сгорают, но полевые транзисторы данного типа могут выдержать такую перегрузку по току, благодаря большому значению их паспортного импульсного тока (20 А/100 мс), поэтому выходной каскад не имеет защиты от короткого замыкания. На выходе установлена стабилизирующая цепь Зобеля (R13C9); ограничительные диоды и защитная индуктивность отсутствуют, хотя они полезны во всех случаях.

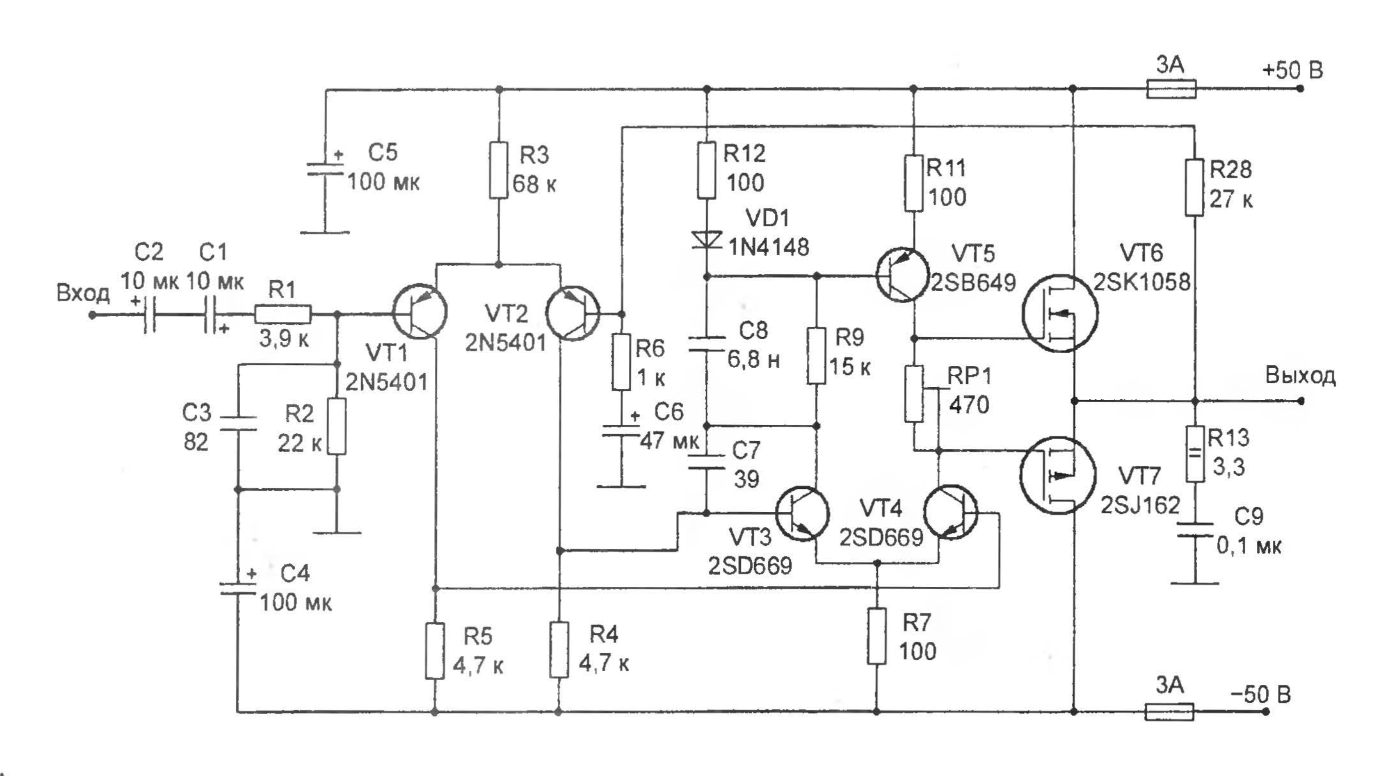



Рис. 5.4. Простой УМЗЧ с выходным каскадом на МОП-транзисторах

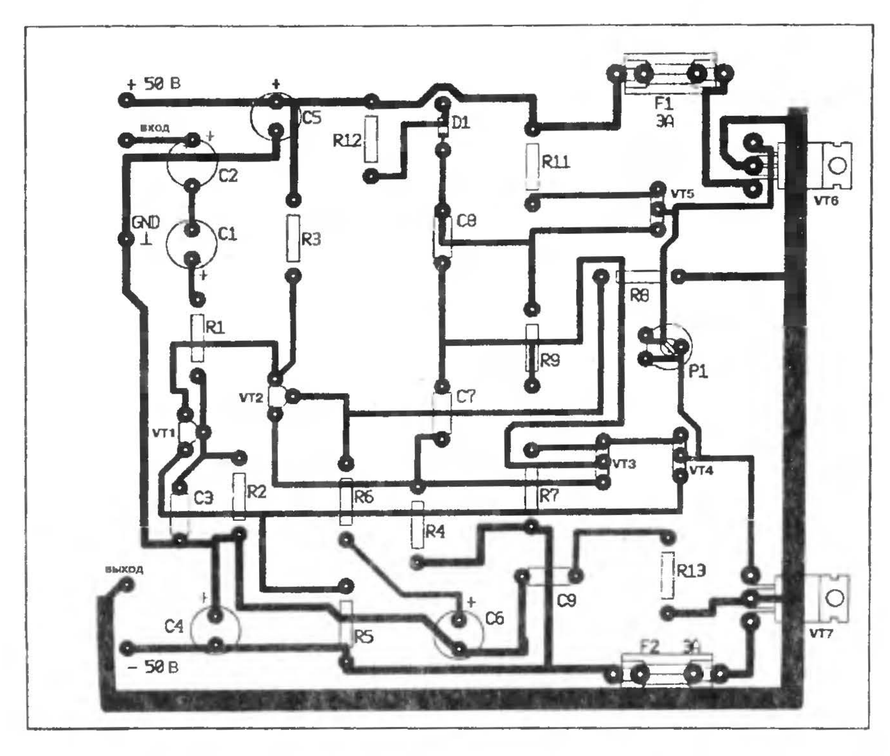



Рис. 5.5. Рисунок печатной платы и расположение элементов для УМЗЧ рис. 5.4 (вариант 1)

Параметры данной схемы в низкочастотной области вполне приличные – типовые гармонические искажения ниже 0,1% при выходной мощности 100 Вт с.к.з. на 8 Ом. Однако на частотах свыше 5 кГц искажения начинают возрастать, достигая примерно 2% на 20 кГц.

Данный УМЗЧ предназначен, в основном, для использования в активных акустических системах, таких как сабвуферы и недорогие гитарные «комбики». На рис. 5.5 приведена топология односторонней печатной платы усилителя, вид со стороны элементов. Масштаб изображения легко определить по стандартному расстоянию между выводами мощных транзисторов.

Разводка печатной платы рис. 5.5, предложенная Р. Слоуном, на мой взгляд, неудачна: мала ширина дорожек шин питания, а вход напряжений питания выполнен со стороны, противоположной выходному каскаду, поэтому полуволны выходного тока протекают по всей длине шин питания; земля питания и земля сигнала объединены на плате УМЗЧ, что недопустимо; выходная шина огибает поло-

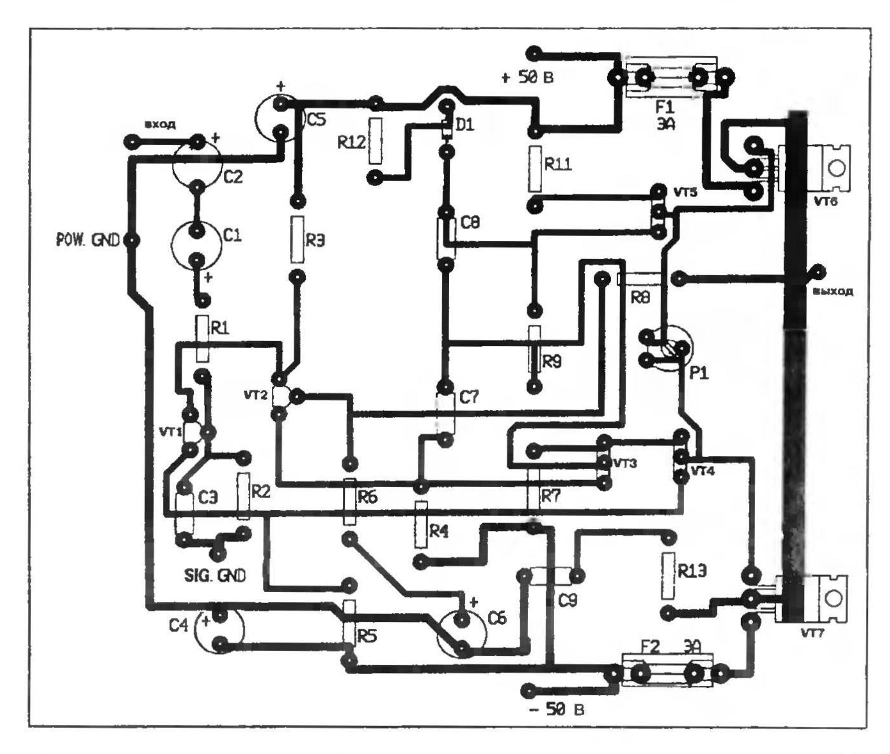



Рис. 5.6. Рисунок печатной платы и расположение элементов для УМЗЧ рис. 5.4 (вариант 2)

вину платы и проходит в опасной близости от отрицательной шины питания. На рис. 5.6 приведен исправленный вариант разводки.

К сожалению, не удалось завести (без изменения расположения элементов) землю сигнала (З.С. или SIG.GND) на отрицательную обкладку блокировочного конденсатора С6 в цепи ООС, но, возможно, это обстоятельство не сильно отразится на характеристиках данного УМЗЧ.

Качественные показатели УМЗЧ на дискретных транзисторах, схемы которых были приведены выше, успешно перекрываются интегральными УМЗЧ, выпущенными за последние 20 лет. Одними из самых удачных и популярных интегральных полупроводниковых микросхем (ИМС) усилителей низкой частоты является серия TDA7293-TDA7296, выпущенная в 1996 году фирмой ST Microelectronics (SGS-Thomson). Ее отличительной особенностью является реализация МОП-транзисторов выходного каскада в одном кристалле с входным каскадом и КУН. На рис. 5.7 приведена структурная схема ИМС типа TDA7294.

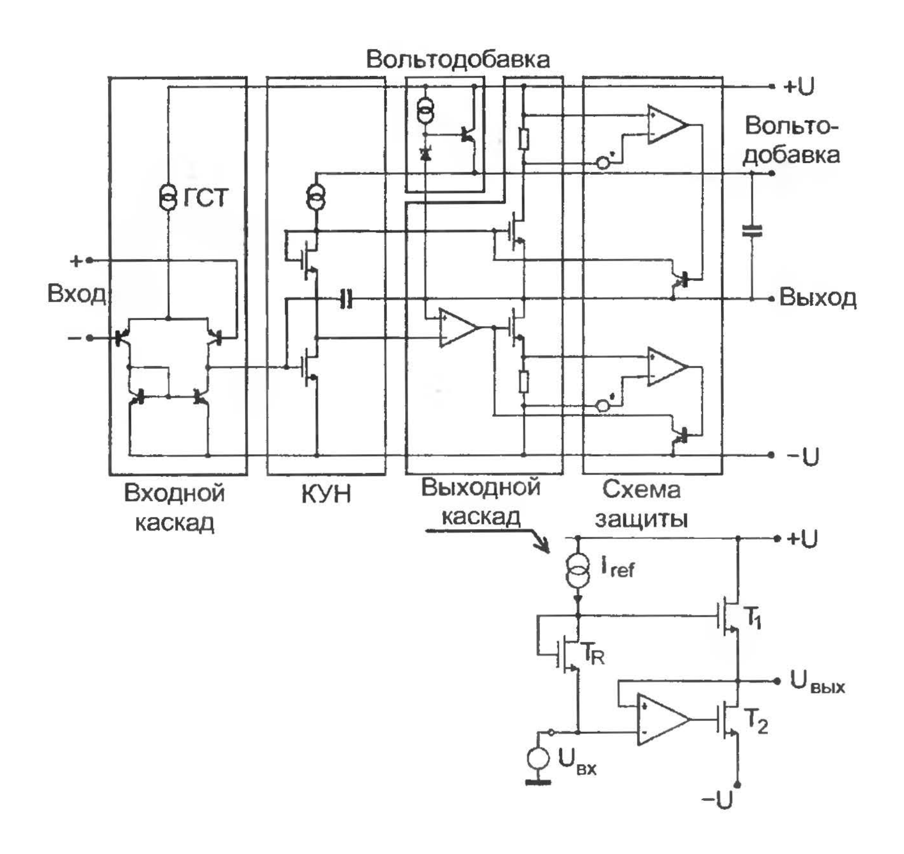



Рис. 5.7. Структурная схема ИМС УМЗЧ типа TDA7294
(по данным фирмы ST Microelectronics)

Видно, что усилитель очень близок к типовой топологии Лина. Входной каскад реализован по канонической схеме с токовым зеркалом. КУН выполнен на МОП-транзисторах, имеет вольтодобавку. Выходной каскад реализован на МОП-транзисторах одной проводимости (с n-каналом) ввиду ограничений, накладываемых интегральной технологией.

На транзисторе $T_R$ выполнена схема смещения ВК, нижний транзистор $T_2$ охвачен 100 %-ной ООС через усилитель А. Поскольку МОП-транзисторы не подвержены вторичному пробою, схема защиты реализует простое ограничение тока.

На рис. 5.8 показана типовая схема включения ИМС TDA7294 с привязкой к назначению выводов и внутренней структуре. На рис. 5.9 приведены основные параметры ИМС TDA7294.

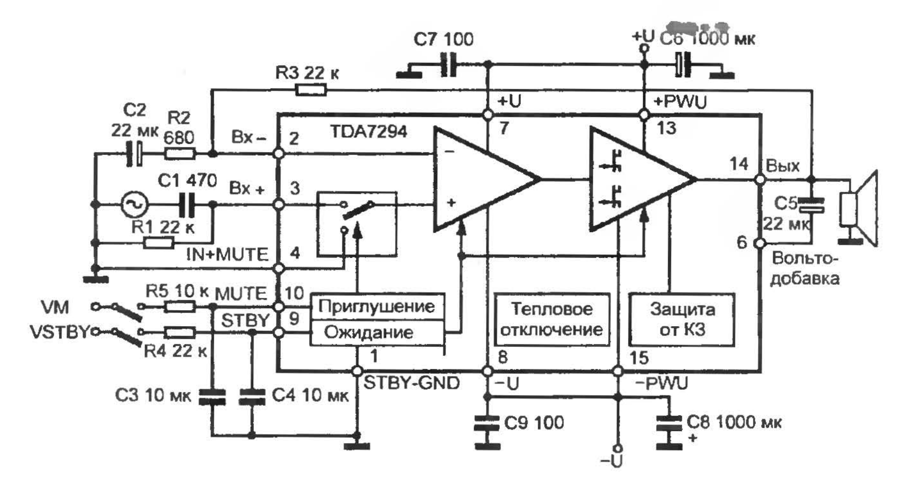



Рис. 5.8. Типовая схема включения ИМС TDA7294
(по данным фирмы ST Microelectronics)

Таблица 5.1

***Основные параметры ИМС TDA7294***
***$R_и$=50 Ом ; $T_{окр}$ =25ºС, f = 1 кГц ; $U_п$ = ± 35 В, $R_н$ = 8 Ом, $К_п$ = 30 дБ***
***(по данным фирмы ST Microelectronics)***

| Обозначение* | Параметр | Условия измерения | Значение | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | | | мин. | тип. | макс. |
| $V_s$ | Напряжение питания, В | – | ±10 | – | ±40 |
| $I_q$ | Ток покоя, мА | – | 20 | 30 | 60 |
| $I_b$ | Входной ток, нА | – | – | – | 500 |
| $V_{os}$ | Напряжение смещения, В | – | – | – | ±10 |
| $I_{os}$ | Разность входных токов, нА | – | – | – | ±100 |
| $P_o$ | Долговременная выходная мощность, с.к.з., Вт | $К_г$ = 0,5 %<br>$U_п$ = ±35 В, $R_н$ =8 Ом | 60 | 70 | – |
| | | $U_п$ =±31 В, $R_н$ = 6 Ом | 60 | 70 | |
| | | $U_п$ = ±27 В, $R_н$ = 4 Ом | 60 | 70 | |

| Обозначение* | Параметр | Условия измерения | Значение | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | | | мин. | тип. | макс. |
| $P_o$ | Музыкальная мощность, с.к.з. IEC268.3 (1 с), Вт | $K_г = 10\%$<br>$R_н = 8$ Ом, $U_п = \pm 38$ В<br>$R_н = 6$ Ом, $U_п = \pm 33$ В<br>$R_н = 4$ Ом, $U_п = \pm 29$ В | – | 100<br>100<br>100 | – |
| d | Общие гармонические искажения $K_г$, % | $P_{вых} = 5$ Вт; f = 1 кГц<br>$P_{вых} = 0,1...50$ Вт; f = 20 Гц ... 20 кГц | – | 0,005 | 0,1 |
| | | $U_п = \pm 27$ В, $R_н = 4$ Ом<br>$P_{вых} = 5$ Вт; f = 1 кГц<br>f = 20 Гц...20 кГц | – | 0,01 | 0,1 |
| SR | Скорость нарастания, В/мкс | – | 7 | 10 | – |
| $G_v$ | Коэффициент усиления, дБ | – | – | 80 | – |
| $G_v$ | Коэффициент передачи, дБ | – | 24 | 30 | 40 |
| $e_N$ | Э.д.с. шума, мкВ | А-взвешивание<br>f = 20 Гц ... 20 кГц | – | 1<br>2 | <br>5 |
| $f_L, f_H$ | Полоса пропускания (-3дБ) | $P_{вых} = 1$ Вт | 20 Гц ... 20 кГц | | |
| $R_i$ | Входное сопротивление, кОм | – | 100 | – | – |
| SVR | Подавление пульсаций питания, дБ | f = 1000 Гц; $V_п = 0,5$ В с.к.з. | 60 | 75 | – |
| $T_s$ | Тепловое отключение, °С | – | – | 145 | – |

* Обозначение производителя

Режимы MUTE (приглушение сигнала или сброс громкости на 60 дБ) и STAND BY (ожидание, – комбинированные сброс громкости и снижение тока покоя до 3 мА) включаются при снижении управляющих напряжений на выводах 10 и 9 ИМС, соответственно, ниже 1,5 В. Минимальный коэффициент передачи УМЗЧ, при котором обеспечивается устойчивость, составляет 24 дБ или 16 В/В. Режим приглушения *принудительно* включается схемой тепловой защиты при нагреве кристалла до 145°С, а режим ожидания – при 150°С. Восстановление нормальной работы происходит в обратном порядке при остывании ИМС.

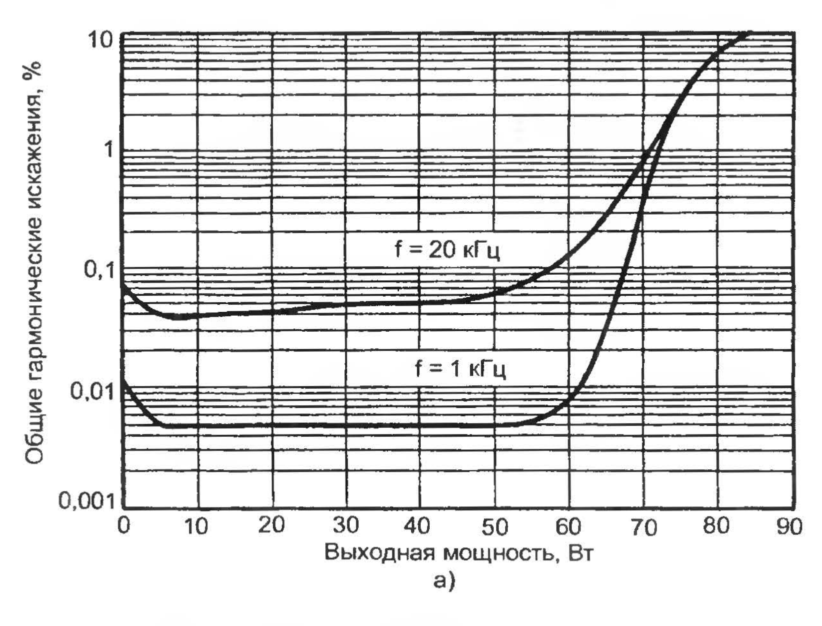
Отметим, что при напряжении питания ±27 В и выходной мощности от 0,1 до 50 Вт с.к.з./4 Ом коэффициент общих гармонических искажений ИМС УМЗЧ *гарантированно* не превышает 0,1% в звуковом диапазоне частот, что совсем неплохо для микросхемы стоимостью менее 3 долл. США в розницу.

На рис. 5.9 приведены зависимости общих гармонических искажений TDA7294 в типовой схеме включения при разных нагрузках, напряжениях питания и выходной мощности на частотах 1 и 20 кГц.

Особенно интересен график рис. 5.9,б, который иллюстрирует стабильную линейность выходного каскада во всем диапазоне токов нагрузки и минимальные переходные искажения. Можно сделать обоснованный вывод, что основным источником искажений в ИМС является КУН на МОП-транзисторах, который не обеспечивает достаточного усиления из-за низкой крутизны полевых приборов.

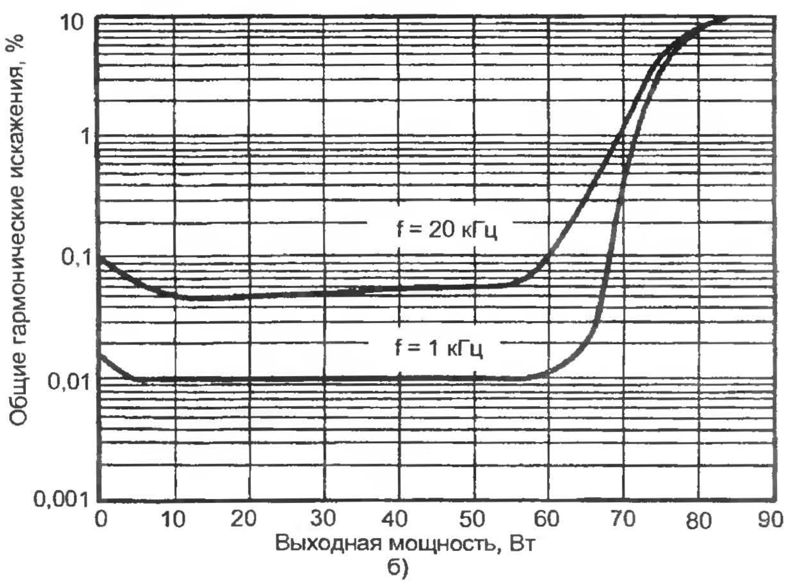
На рис. 5.10 приведен пример использования ИМС TDA7294 в УМЗЧ с выходным каскадом, работающим в классе G, с диодным переключением питающих напряжений (D1, D2) и транзисторной вольтодобавкой (T1,T3 и T2,T6).

Удвоение номинальной выходной мощности ИМС при нагрузке 4 Ом (с 50 до 100 Вт с.к.з.) и повышение к.п.д. «оплачено» значительным усложнением типовой схемы и ростом искажений. Схема работает следующим образом. Выход ИМС через катушку индуктивности L3, задемпфированную резистором сопротивлением 270 Ом, включен в цепь встречных ГСТ (2 мА) на транзисторах T4 и T7, что ограничивает ток через диоды D3 и D4 при отключенных вольтодобавках, и ток базы составных транзисторов во включенном состоянии. Выходное напряжение УМЗЧ со смещением на постоянный уровень примерно +10 В или –10 В присутствует на базах транзисторов T3 и T6, соответственно, поэтому при превышении уровня ±10 В транзисторы вольтодобавки начинают открываться, ограничивая рассеивание мощности на выходных транзисторах ИМС. При повышении выходного напряжения примерно до +20 В диоды D1 и D3 полностью запираются и на плюсовой вывод питания *выходного каскада* ИМС подается напряжение +40 В. Зеркальный процесс



10
1
0,1
0,01
0,001
Общие гармонические искажения, %
f = 20 кГц
f = 1 кГц
0
10
20
30
40
50
60
70
80
90
Выходная мощность, Вт

а)



10
1
0,1
0,01
0,001
Общие гармонические искажения, %
f = 20 кГц
f = 1 кГц
0
10
20
30
40
50
60
70
80
90
Выходная мощность, Вт

б)

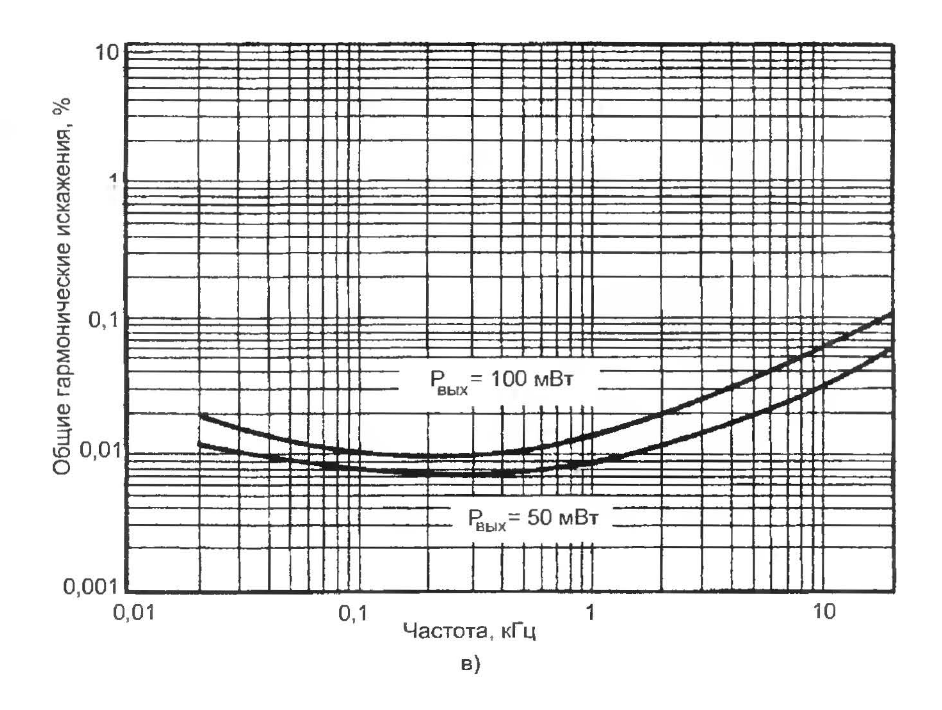



Рис. 5.9. Зависимости ИМС TDA7294 (по данным фирмы ST Microelectronics)
а – общих гармонических искажений от выходной мощности при напряжении источника питания $U_{пит}$ = ±35 В, сопротивлении нагрузки $R_н$ = 8 Ом на частотах 1 и 20 кГц; б – общих гармонических искажений от выходной мощности при напряжении источника питания $U_{пит}$ = ±27 В, сопротивлении нагрузки $R_н$ = 4 Ом на частотах 1 и 20 кГц; в – общих гармонических искажений от частоты при напряжении источника питания $U_{пит}$ = ±27 В, сопротивлении нагрузки $R_н$ = 4 Ом при выходной мощности 50 и 100 мВт

происходит для отрицательных выходных напряжений. Таким образом, при выходной мощности 30 Вт с.к.з. и сопротивлении нагрузки 4 Ом на составных транзисторах вольтодобавок и ИМС рассеивается примерно по 25 Вт мощности тепловых потерь, а при выходной мощности 100 Вт рассеивание мощности на ИМС не превышает 30 Вт. Питание входного каскада и КУН микросхемы (выводы 7 и 8) не переключается и составляет ±40 В.

На рис. 5.11 приведена мостовая схема включения двух ИМС TDA7294 для нагрузки не менее 8 Ом; полоса рабочих частот для малого сигнала 10 Гц ... 200 кГц. Противофазный сигнал на громкоговорителе обеспечивается тем, что нижняя (по схеме) ИМС включена в качестве инвертора выходного сигнала верхнего канала

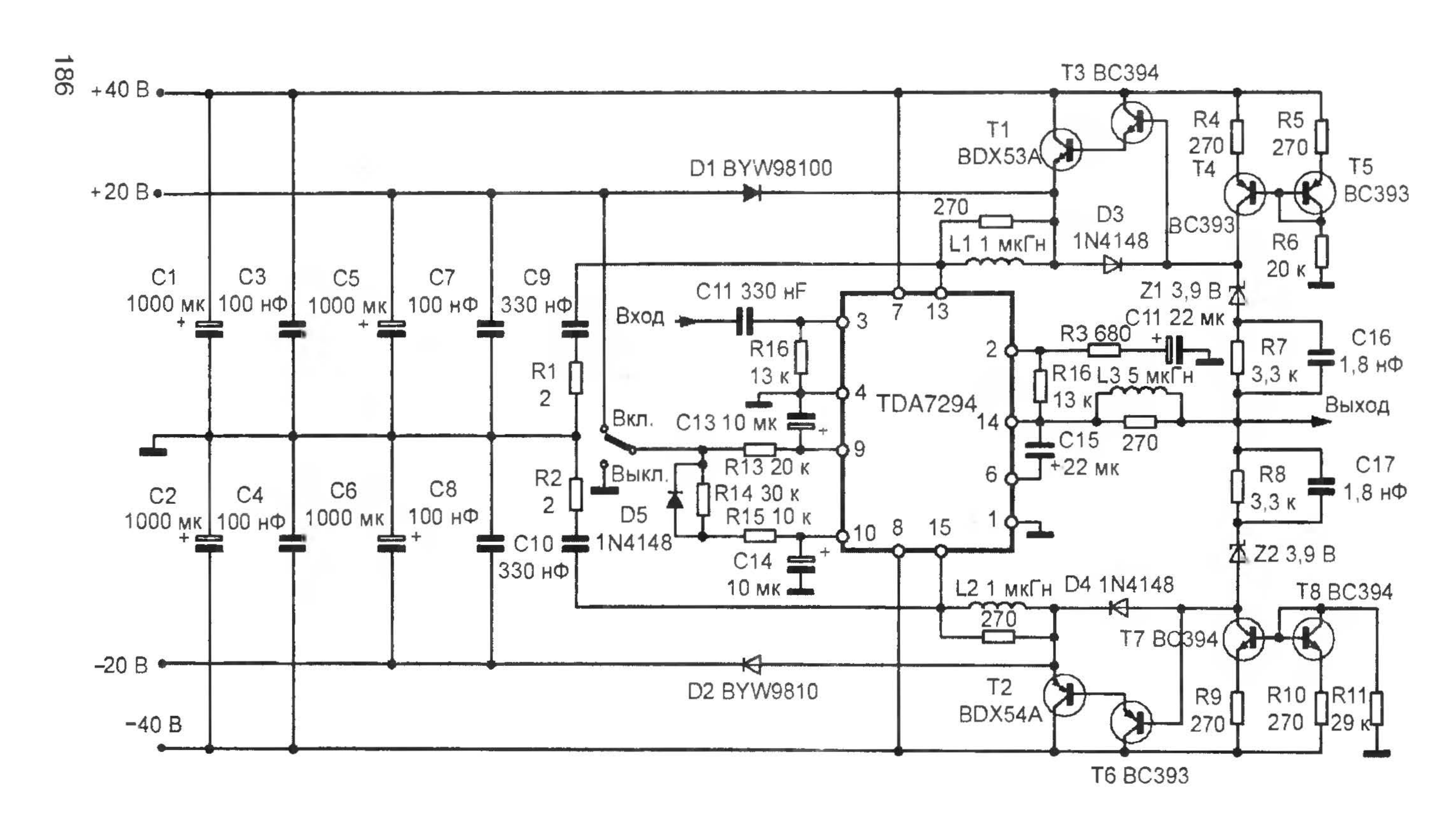



Рис. 5.10. Микросхема TDA7294 в УМЗЧ с выходным каскадом, работающем в классе G (по данным фирмы ST Microelectronics)

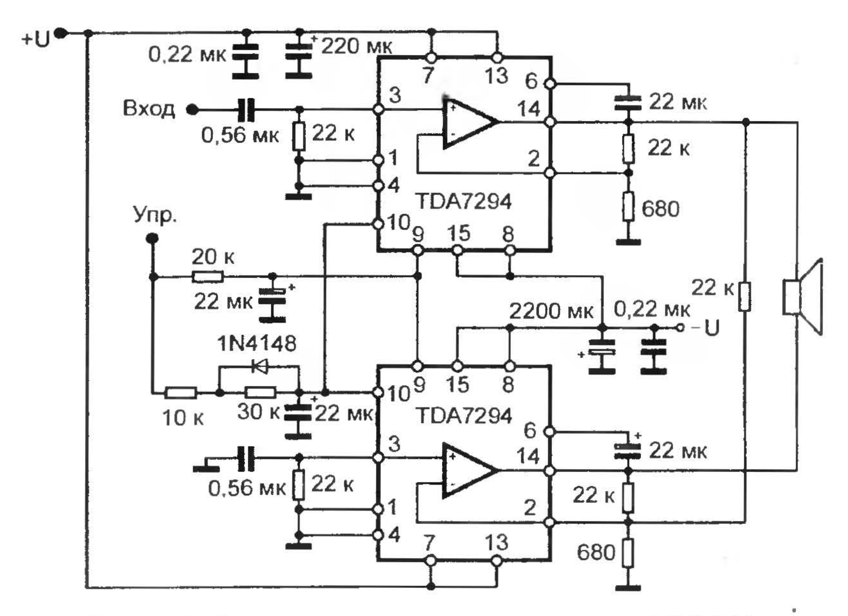



Рис. 5.11. Мостовая схема включения микросхем TDA7294 (по данным фирмы ST Microelectronics)

(резистор 680 Ом, с вывода 2 на землю, оставлен для необходимого снижения петлевого усиления).

На рис. 5.12 приведена зависимость выходной мощности от коэффициента гармоник схемы изображенной на рис. 5.11.

В принципе, по такой схеме можно выполнить мостовое включение любых ИМС УМЗЧ, имеющих нормальный дифференциальный вход. Недостатками схемы являются снижение мощности с ростом частоты входного сигнала и повышенные искажения.

Интегральная микросхема TDA7293 является результатом технологического *отбора*, как самая высоковольтная в линейке TDA7293-7296, и стоит дороже всех (4,8 долл.). Отличается повышенной (по сравнению с TDA7294) надежностью за счет 10-вольтового запаса по напряжению питания, в 1,5 раза более высокой скоростью нарастания и меньшими искажениями.

Микросхема TDA7293 изначально допускала *параллельное* включение приборов (выведен вход предоконечного каскада), но в 2001 году появилась модификация TDA7294S, в которой параллельное включение выходных каскадов нескольких приборов осуществляется путем объединения вывода 11 (вход буфера), без каких-либо балластных резисторов; при этом вывод 4 используется в качестве управляющего для перевода ИМС в ведомый режим (он присоединяется к отрицательному напряжению питания), а входы (выводы 3 и 2) заземляются.

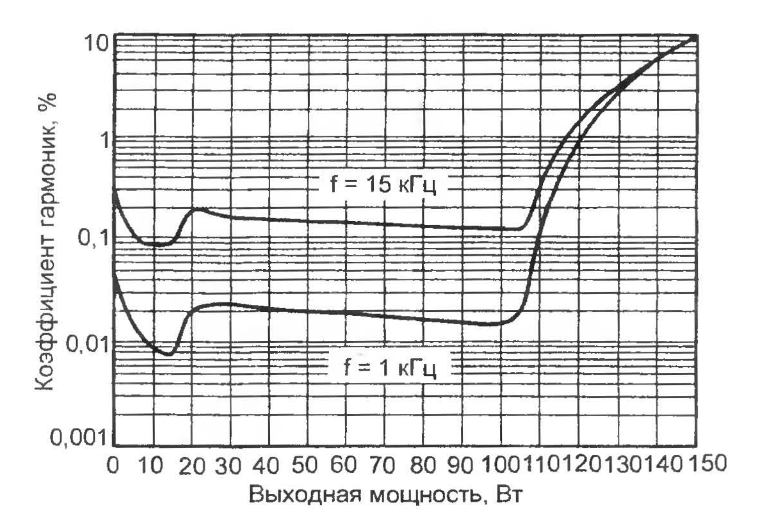



Рис. 5.12. Зависимость выходной мощности от коэффициента гармоник при напряжении питания ±40, ±20 В, $R_н$ = 4 Ом и различных частотах сигнала

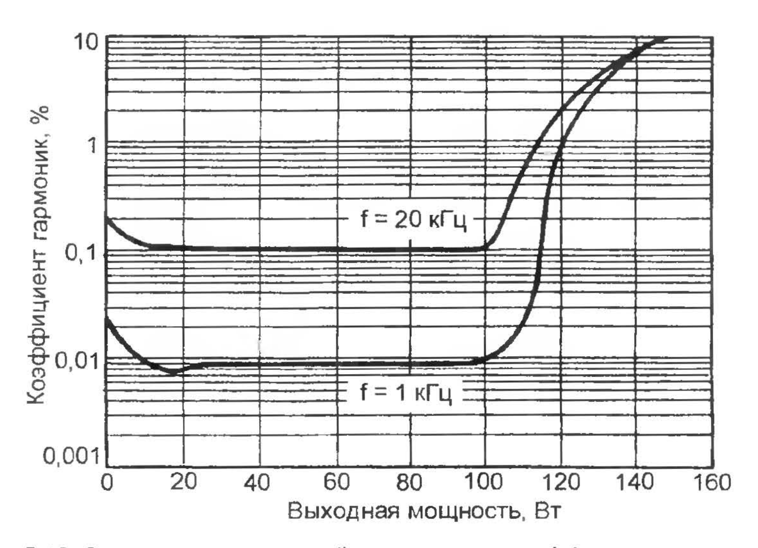



Рис. 5.13. Зависимость выходной мощности от коэффициента гармоник при напряжении питания ± 25 В, сопротивлении нагрузки $R_н$ = 8 Ом и различных частотах следования сигнала

Такая возможность весьма полезна при построении усилителей, работающих на низкоомную нагрузку, а также повышения надежности УМЗЧ.

На рис. 5.13. показана зависимость выходной мощности от коэффициента гармоник схемы изображенной на рис. 5.11.

Существуют мощные интегральные операционные усилители, пригодные для качественного звукоусиления. Одним из лучших является ИОУ ОРА502 фирмы Burr-Brown.

На рис. 5.14 показана его упрощенная принципиальная схема.

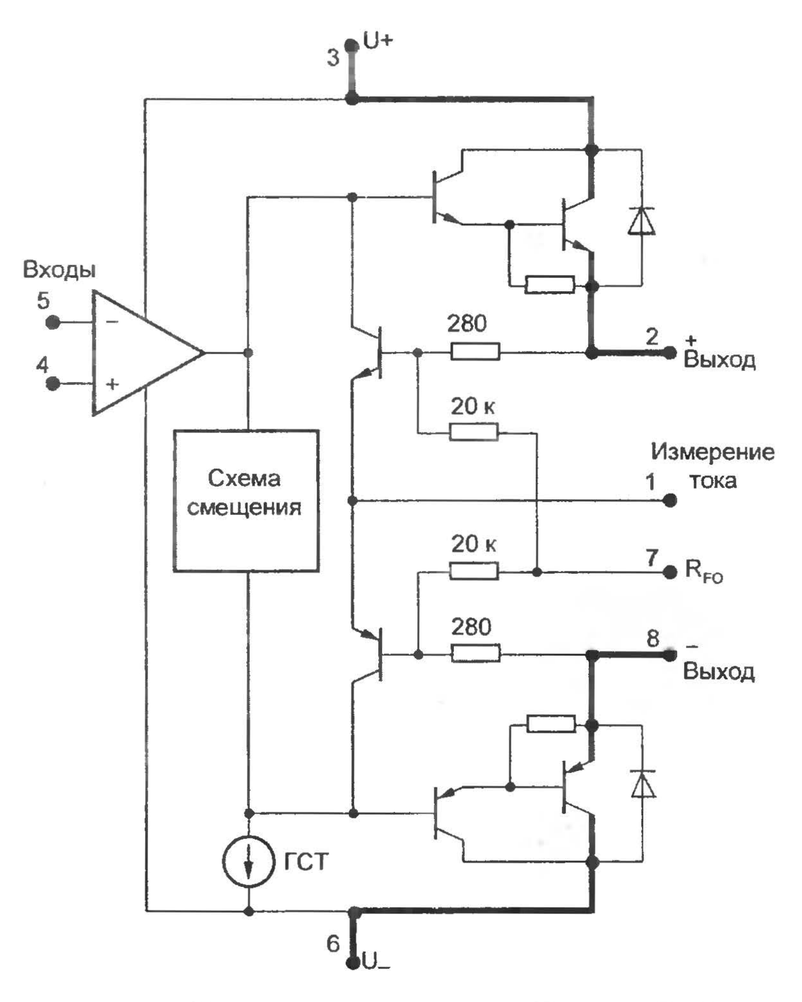



Рис. 5.14. Упрощенная схема мощного ИОУ типа ОРА502 (по данным фирмы Burr-Brown)

Отметим наличие *встроенных* защитных диодов и схемы ограничения тока, для которой требуются внешние токоизмерительные эмиттерные резисторы ( $R_{CL}$ ). Для напряжений питания ±40 В порог ограничения тока должен быть 3 А ( $R_{CL}$ = 0,2 Ом).

На рис. 5.15 и 5.16 приведены типовые схемы включения ИОУ OPA502, из которых ясно назначение соответствующих выводов. Вывод 7 предназначен для подключения специального резистора $R_{FO}$, используемого в схеме защиты с мониторингом импеданса нагрузки.

На рис. 5.17 показаны графики ОБР для данного ИОУ с учетом температуры корпуса ($T_к$) и времени импульсного превышения параметров.

В табл. 5.2 приведены основные параметры ИОУ OPA502. Сочетание вполне приличных статических и динамических параметров, более свойственное маломощным ИОУ широкого применения, выгодно отличает OPA502 от других мощных ИОУ.

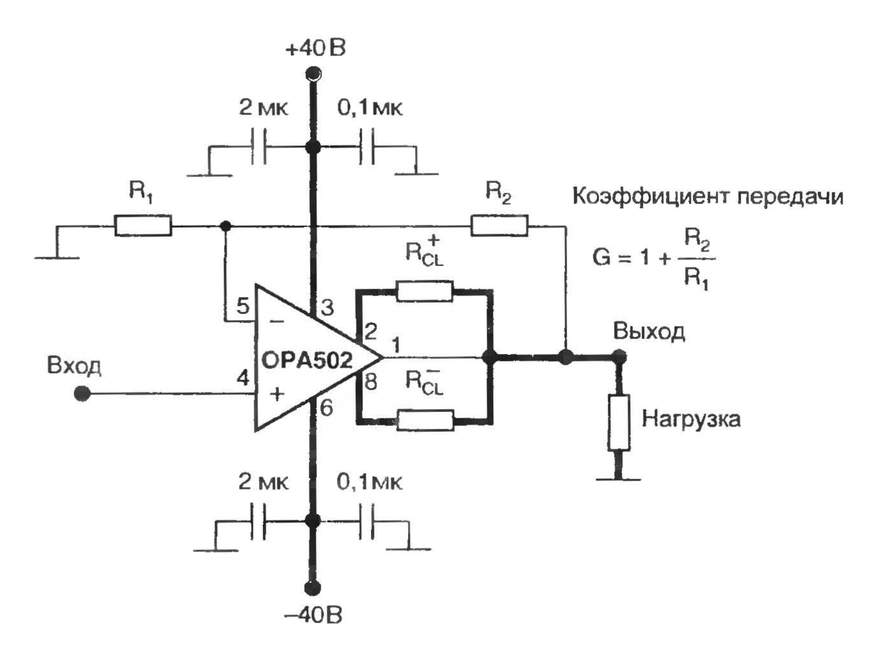



Рис. 5.15. Типовая схема включения ИОУ OPA502
(по данным фирмы Burr-Brown)

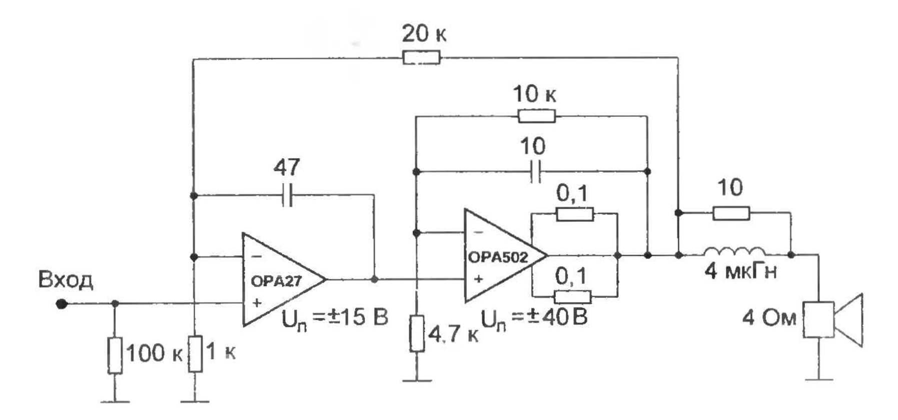



Рис. 5.16. Типовая схема включения ИОУ OPA502 с дополнительной микросхемой; при мощности 50 Вт и $К_г$ на частоте 20 кГц – 0,02% и на частоте 1 кГц – 0,002% (по данным фирмы Burr-Brown)

Рис. 5.17. Графики области безопасной работы монолитного усилителя OPA502 при различных длительностях импульса τ (по данным фирмы Burr-Brown)

$Т_к$ – температура корпуса; - - - - тепловое ограничение (Т = 200 °С); —— вторичный пробой

Таблица 5.2

***Основные параметры ИОУ типа OPA502BM***
***$T_{корп}$ =+25 °С, $U_п$ = ±40 В (если не оговорено другое)***
***(по данным фирмы Burr-Brown)***

| Параметр | Условия измерения | Значение | | |
|---|---|---|---|---|
| | | мин. | тип. | макс. |
| Напряжение смещения, приведенное ко входу, мВ | | | ±0,5 | ±5 |
| от температуры, мкВ/°С | | | ±5 | |
| от напряжений питания, дБ | $U_п$ = = ±10 В... ...±45 В | 74 | 92 | |
| Входной ток, пА | $U_{синф}$ = 0 В | | 12 | 200 |
| Разность входных токов, пА | $U_{синф}$ = 0 В | | ±3 | |
| Входной шум Спектральная плотность: | | | | |
| э.д.с. шума, нВ/√Гц | f = 1 кГц | | 25 | |
| тока шума, фА/√Гц | f = 1 кГц | | 3 | |
| Диапазон входного напряжения, В | Линейная область | ($U_п$ +) −5 ($U_п$ −) +5 | ($U_п$ +) −4 ($U_п$ −) +4 | |
| КОСС, дБ | $U_{синф}$ = ±35 В | 74 | 106 | |
| Входной импеданс, Ом\|\|пФ | | | | |
| дифференциальный | | | $10^{12}$\|\|5 | |
| синфазный | | | $10^{12}$\|\|4 | |
| Коэффициент усиления, дБ | $U_{вых}$ = ±34 В, $R_н$ = 6 Ом | 92 | 103 | |
| Частота среза, МГц | $К_п$ = +10, $R_н$ = 50 Ом | | 20 | |
| Скорость нарастания, В/мкс | Размах 68 В $R_н$=6 Ом | 5 | 10 | |
| Общие гармонические искажения $К_г$, % | $К_п$ = +3, f = 20 кГц $U_{вых}$ = 20 В, $R_н$ = 8 Ом | | 0,06 | |

| Параметр | Условия измерения | Значение | | |
|---|---|---|---|---|
| | | мин. | тип. | макс. |
| Выходное напряжение, В | $I_н$ = 10 А<br>$I_н$ = 10 А<br>$I_н$ = 1 А<br>$I_н$ = 1 А | ($U_п$+)<br>–6<br>($U_п$–)<br>+6 | ($U_п$+)–3,5<br>($U_п$–)+3,6<br>($U_п$+)–2,5<br>($U_п$–)+3,1 | |
| Выходной ток | См. графики ОБР | | | |
| Ток к.з. | Определяется внешним резистором | | | |
| Напряжение питания, В<br>Рабочий диапазон, В<br>Ток покоя, мА | <br><br>$I_н$ = 0 | <br>±10<br> | ±40<br><br>±20 | <br>±45<br>±25 |
| Температурный диапазон, °С<br>при хранении | | –40<br>–55 | | +85<br>+125 |
| Тепловое сопротивление,<br>$\theta_{jc}$, °С/Вт<br><br>$\theta_{ja}$, °С/Вт | Постоянный ток<br>f ≥ 50 Гц<br>Без теплоотвода | | 1,25<br>0,8<br>30 | 1,4<br>0,9<br> |

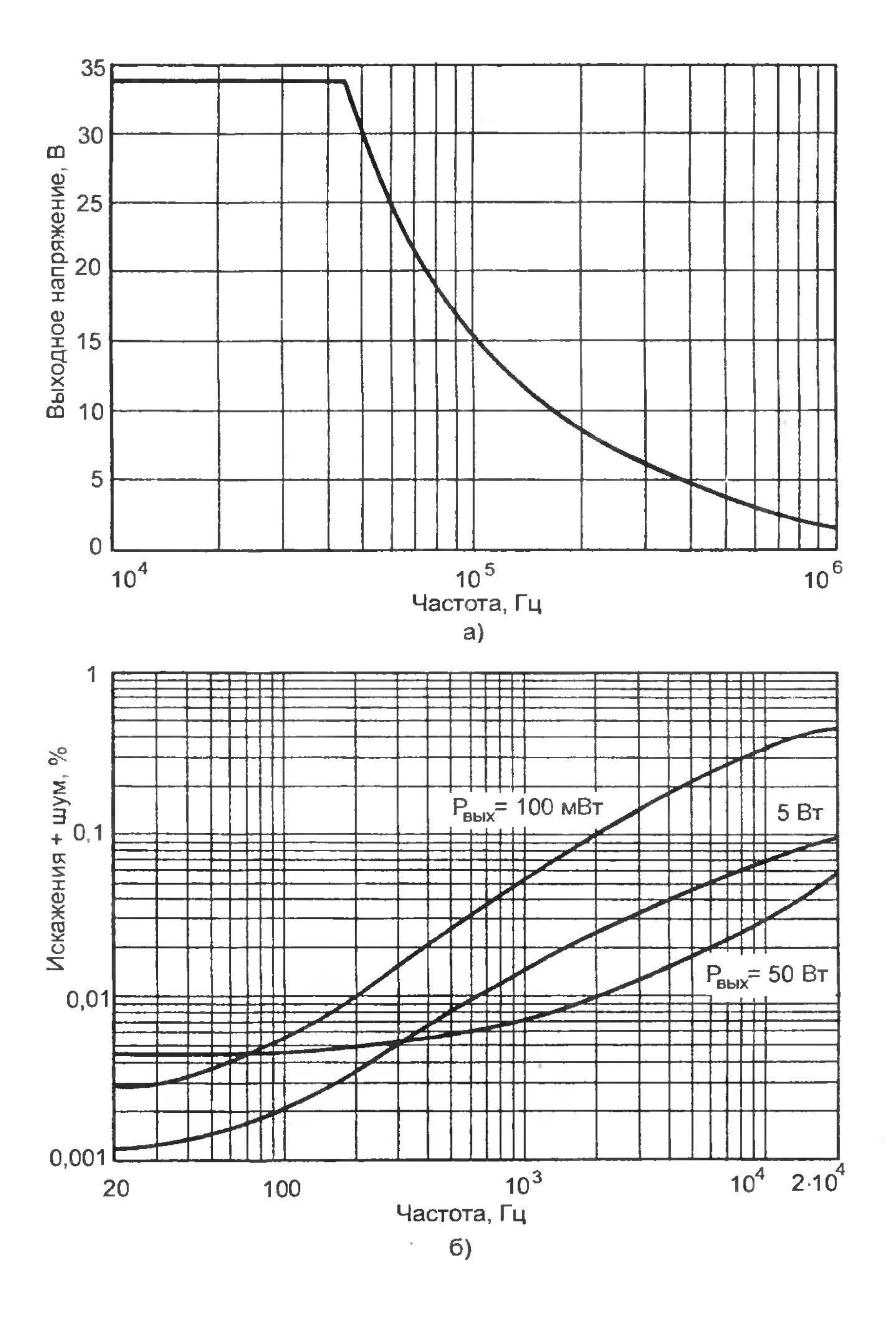
На рис. 5.18 представлены наиболее показательные графики, характеризующие возможности ИОУ типа OPA502 при использовании в качестве УМЗЧ: АЧХ/ФЧХ, полоса мощности, осциллограмма импульсного сигнала и общие гармонические искажения.

Отметим снижение частоты среза до 300 кГц и минимально допустимый запас по фазе при нагрузке 4 Ом, что свидетельствует о высоком и не очень стабильном выходном сопротивлении без ООС. Заметная разница в колебательности при установлении положительного и отрицательного напряжений скорее всего подтверждает предположение о несимметрии выходного каскада.

К большому сожалению, изготовитель обходит молчанием интермодуляционные искажения, а высокая розничная цена прибора (65 долл. США для модификации OPA502BM) делает его совершенно непривлекательным для широкого применения в радиолюбительских устройствах.



7—3558


35
30
25
20
15
10
5
0
Выходное напряжение, В
$10^4$
$10^5$
$10^6$
Частота, Гц
а)
1
0,1
0,01
0,001
Искажения + шум, %
$P_{вых}$= 100 мВт
5 Вт
$P_{вых}$= 50 Вт
20
100
$10^3$
$10^4$
$2 \cdot 10^4$
Частота, Гц
б)

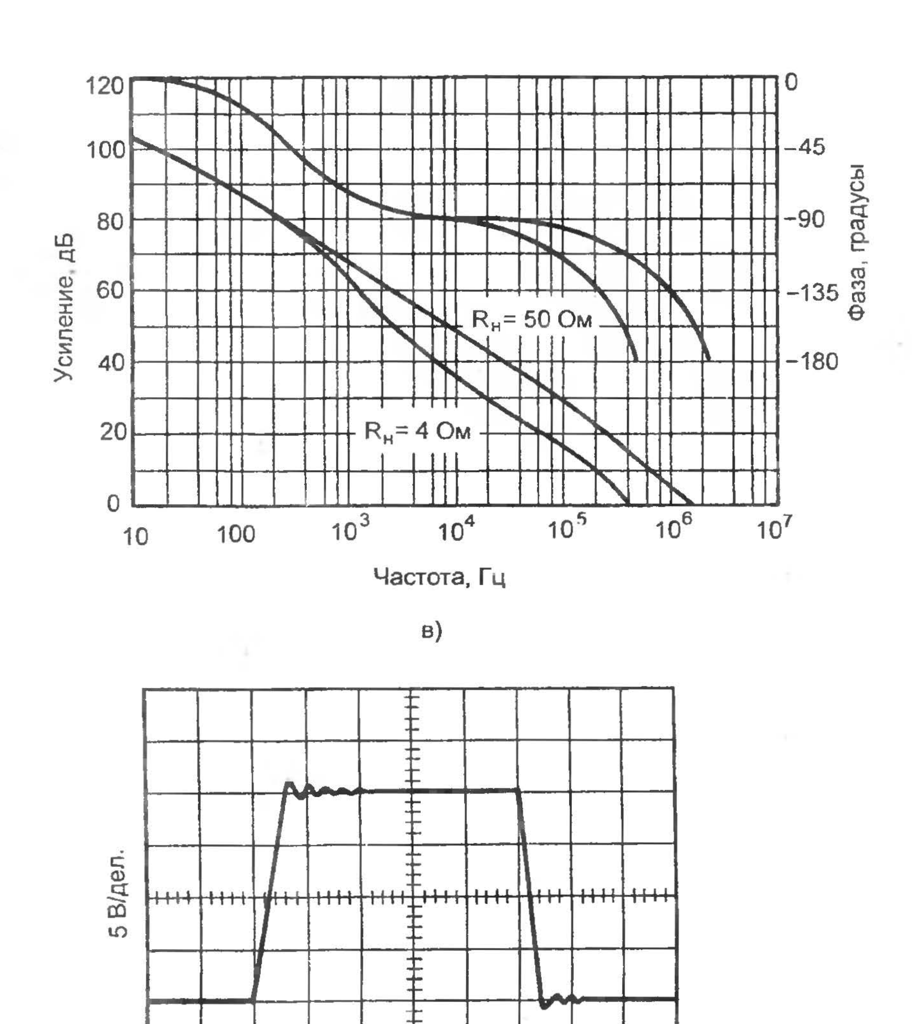



Рис. 5.18. Основные графики, характеризующие звуковые возможности ИОУ OPA502 (по данным фирмы Burr-Brown)

а – полоса мощности при $К_п$ = +10, $R_н$ = 8 Ом, $К_г$ < 2 %; б – общие гармонические искажения плюс шум в зависимости от выходной мощности и частоты при полосе измерения 80 кГц и $К_п$ = +3, $R_н$ = 8 Ом; в – амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики; г – импульсная характеристика при $К_п$ = +3, $R_н$ = 4 Ом;

Летом 2000 года фирмой National Semiconductor была выпущена ИМС звукового усилителя мощности LM3886, – модернизированный вариант популярной микросхемы LM3876 (розничная цена 5,2 долл. США).

На рис. 5.19 приведена упрощенная принципиальная схема LM3886 (без цепей защиты). Принципиальная схема LM3886 напоминает схему своего менее мощного (30 Вт с.к.з.) предшественника TDA2050, выпущенного фирмой ST Microelectronics в 1995 г.

Можно заметить, что в типовую схему Лина добавлены входные эмиттерные повторители на n-p-n–транзисторах с динамической нагрузкой в виде ГСТ. Входной каскад имеет переключаемый извне режим сброса громкости (–80 дБ), при котором он обесточивается, а встроенная ООС замыкается через включающийся дополнительный дифференциальный каскад с низкой крутизной преобразования.

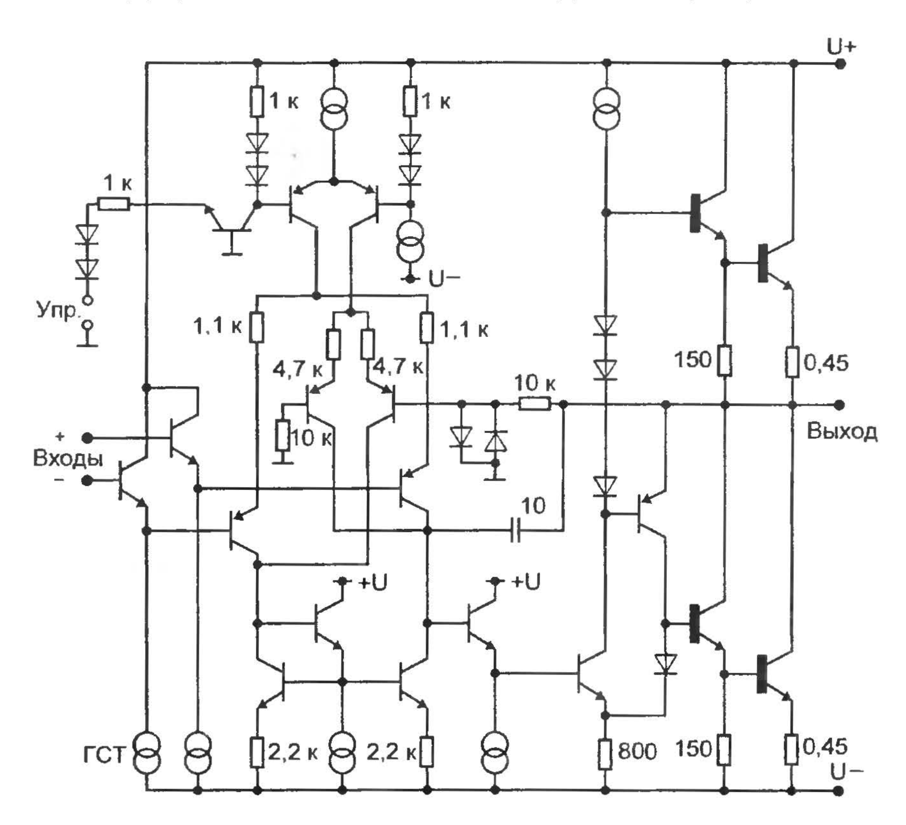



Рис. 5.19. Принципиальная электрическая схема ИМС УМЗЧ типа LM3886, без цепей защиты (по данным фирмы National Semiconductor)

Каскад усиления напряжения и выходной каскад охвачены местной ООС через конденсатор частотной коррекции 10 пФ (такую коррекцию иногда называют *инклюзивной*), что увеличивает запас по фазе, но не снижает переходные искажения. Выходной каскад ИМС напоминает УМЗЧ 1970-х годов, когда отсутствовали комплементарные р-п-р–транзисторы большой мощности. Инклюзивная частотная коррекция также помогает выровнять фазовые характеристики несимметричных плеч выходного каскада, однако она эффективна, если КУН имеет достаточно низкое выходное сопротивление.

В табл. 5.3 приведены основные характеристики микросхемы LM3886.

Табл. 5.3

***Основные параметры ИМС УМЗЧ типа LM3886 (по данным фирмы National Semiconductor)***

| Обозначения* | Параметр | Условия измерения | Значение | |
|---|---|---|---|---|
| | | | тип. | пред. |
| $\|U^+\| + \|U^-\|$ | Напряжение питания, В | $U_{вывод7} - U - \geq 9$в | 18 | 20 мин.<br>84 макс. |
| $A_M$ | Ослабление сигнала в режиме приглушения (mute), дБ(мин.) | Вывод 8 разомкнут, Mute : вкл. вытекающий ток вывода 8 > 0,5 мА, Mute: выкл. | 115 | 80 |
| $P_O$ | Долговременная выходная мощность, Вт | $К_Г$ + шум = 0,1%(макс)<br>f = 1кГц; f = 20 кГц<br>$\|U^+\| = \|U^-\| = 28$ В, $R_н = 4$ Ом<br>$\|U^+\| = \|U^-\| = 28$ В, $R_н = 8$ Ом<br>$\|U^+\| = \|U^-\| = 35$ В, $R_н = 8$ Ом | 68<br>38<br>50 | 60<br>30 |
| $P_{eak}\,P_o$ | Мгновенная пиковая выходная мощность, Вт | | 135 | – |
| THD + N | Общие гармонические искажения плюс шум, % | 60 Вт $R_L$= 4 Ом<br>30 Вт $R_L$= 8 Ом<br>20 Гц ≤ f ≤ 20 кГц<br>$К_п$ = 26 дБ | 0,03<br>0,03 | – |

| Обозначения* | Параметр | Условия измерения | Значение | |
|---|---|---|---|---|
| | | | тип. | пред. |
| SR | Скорость нарастания, В/мкс (мин) | $U_{вх}$ = 2,0 В (размах) $t_{фр.}$=2 нс | 19 | 8 |
| $I^+$ | Потребляемый ток в режиме покоя, мА (макс) | $U_{см}$ = 0 В, $V_o$ = 0 В, $I_o$ = 0 А | 50 | 85 |
| $V_{OS}$ | Напряжение смещения, мВ (макс) | $U_{см}$ = 0 В, $I_o$ = 0 мА | 1 | 10 |
| $I_B$ | Входной ток, мкА (макс) | $U_{см}$ = 0 В, $I_o$ = 0 мА | 0,2 | 1 |
| $I_{OS}$ | Разность входных токов, мкА (макс) | $U_{см}$ = 0 В, $I_o$ = 0 мА | 0,01 | 0,2 |
| $I_o$ | Уровень ограничения выходного тока, А (мин) | $\|U^+\| = \|U^-\|$ = 20 В, $t_{вкл}$=10 мс, $U_o$=0 В | 11,5 | 7 |
| $V_{od}$ | Падение напряжения на выходных транзисторах, В (макс) | $\|U^+-U_o\|$, $U^+$ = 28 В, $I_o$ = +100 мА<br>$\|U_o - U^-\|$, $U^-$ = -28 В, $I_o$ = –100 мА | 1,6<br>2,5 | 2,0<br>3,0 |
| PSRR | Ослабление нестабильности напряжений питания, дБ (мин.) | $U^+$ = 40 В...20 В, $U^-$ = –40 В, $U_{см}$ = 0 В, $I_o$ = 0 мА<br>$U^+$ =40 В, $U^-$ = –40 В...–20 В, $U_{см}$=0 В, $I_o$=0 мА | 120<br>105 | 85<br>85 |
| CMRR | Ослабление синфазного сигнала (КОСС), дБ (мин) | $U^+$ = 60 В...20 В, $U^-$ = –20 В...–60 В, $U_{cv}$ = 20 В...–20 В, $I_o$ = 0 мА | 110 | 85 |
| $A_{vol}$ | Коэффициент усиления напряжения, дБ (мин) | $\|U^+\| = \|U^-\|$ = 28 В, $R_н$= 2 кОм, $\Delta U_o$=40 В | 115 | 90 |
| GBWP | Произведение усиления на полосу пропускания (частота среза), МГц (мин.) | $\|U^+\| = \|U^-\|$ = 30 В $f_o$ = 100 кГц, $U_{вх}$ = 50 мВ с.к.з. | 8 | 2 |

| Обозначения* | Параметр | Условия измерения | Значение | |
|---|---|---|---|---|
| | | | тип. | пред. |
| $e_{IN}$ | Э.д.с. шума (привед. ко входу), мкВ(макс) | IHF-A – взвешивание $R_{вх}$ = 600 Ом | 2,0 | 10 |
| SNR | Отношение сигнал / шум, дБ | $P_o$=1 Вт, А-взвешивание измерение на 1 кГц, $R_S$ =2 5 Ом | 92,5 | – |
| | | $P_o$ = 60 Вт, А-взвешивание измерение на 1 кГц, $R_S$ = 25 Ом | 110 | – |
| IMD | Интермодуляционные искажения, % | 60 Гц,7 кГц, 4:1(SMPTE) | 0,004 | – |
| | | 60 Гц,7 кГц, 1:1(SMPTE) | 0,009 | |

* Обозначения производителя

Следует отметить хорошие статические параметры усилителя: максимальное напряжение смещения 10 мВ позволяет исключить блокировочный электролитический конденсатор в цепи последовательной ООС, при этом постоянное смещение на выходе не превысит 100 мВ при коэффициенте передачи 20 дБ; типовой входной ток 200 нА помогает реализовать достаточно высокое входное сопротивление УМЗЧ без значительного увеличения постоянной составляющей (4 мВ при 20 кОм). Высокое подавление пульсаций напряжений питания и синфазного сигнала (минимум 85 дБ) гарантирует от неприятных призвуков на пиках нагрузки.

Монолитный усилитель мощности LM3886 поднимает уровень параметров ИМС УМЗЧ практически на уровень стандартных усилителей на дискретных полупроводниковых приборах в диапазоне выходной мощности до 70 Вт с.к.з./4 Ом, – при коэффициенте передачи 20 В/В изготовитель гарантирует 0,03% общих гармонических в звуковом диапазоне частот и 0,009% интермодуляционных искажений (SMPTE)! Учитывая повышенную надежность благодаря встроенной защите (в том числе тепловой) простую схему включения (рис. 5.20) и привлекательную цену, LM3886 является достойным кандидатом для использования в ресиверах многоканальных систем окружающего звучания (так называемых домашних кинотеатрах), многополосных и бюджетных стереоусилителях, а также музыкальных центрах высокого класса.

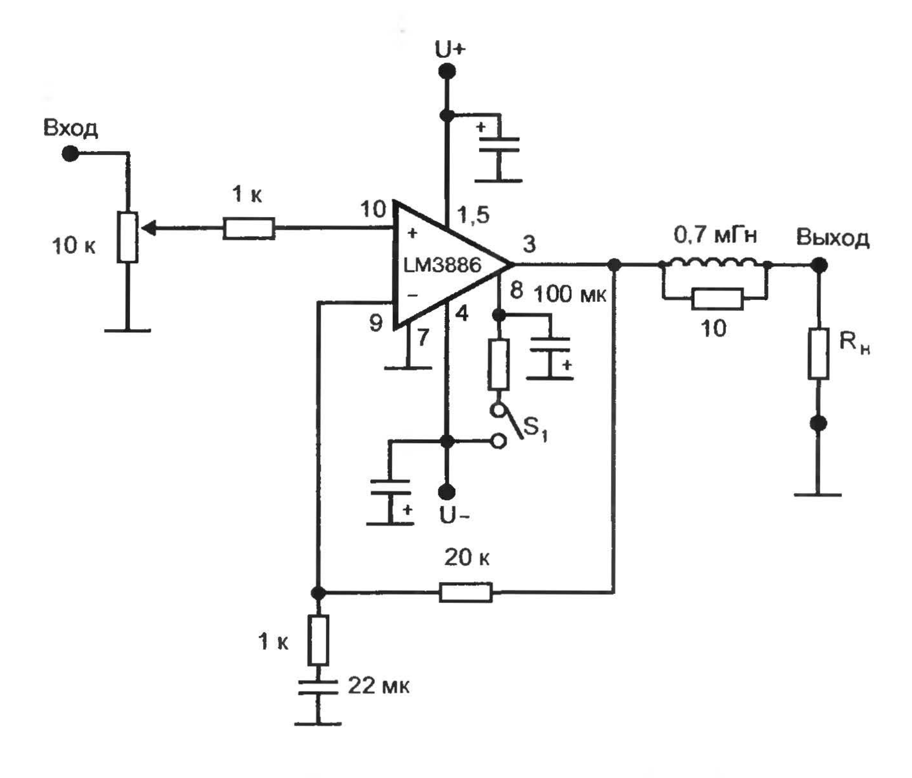



Рис. 5.20. Типовая схема включения ИМС LM3886
(по данным фирмы National Semiconductor)

Несимметричное, но технологичное, в данном случае, схемотехническое решение выходного каскада и оптимизация корректирующего конденсатора при большом коэффициенте передачи позволили достичь высоких динамических параметров, не выходя из разумной ценовой категории ИМС. На рис. 5.21 приведены графики общих гармонических искажений, а на рис. 5.22 – интермодуляционных искажений по методу SMPTE для УМЗЧ на основе LM3886.

На спектрограммах интермодуляционных искажений (рис. 5.23) видно, что при соотношении амплитуд низкочастотного и высокочастотного сигналов 1:1 (нижние графики на рис. 5.23) вокруг основной частоты 7 кГц с шагом 60 Гц симметрично «вздымаются» (почти на 20 дБ относительно уровня шума) паразитные спектральные составляющие, вплоть до третьего порядка. Данный тест хорошо выявляет как тепловые, так и переходные нелинейности. Следовательно, и КУН, и выходной каскад ИМС LM3886, далеки от совершенства.

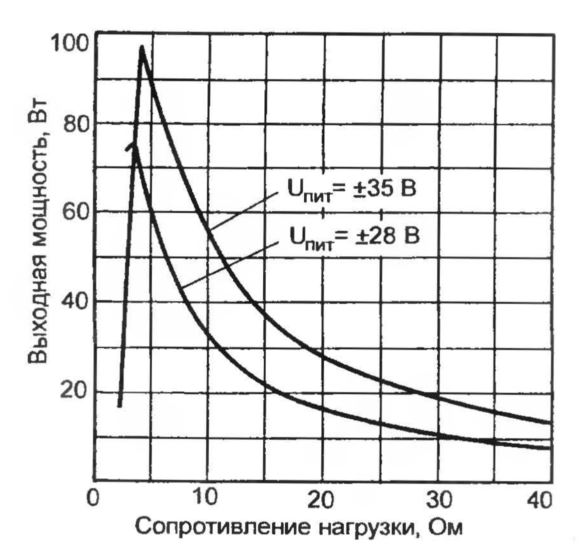
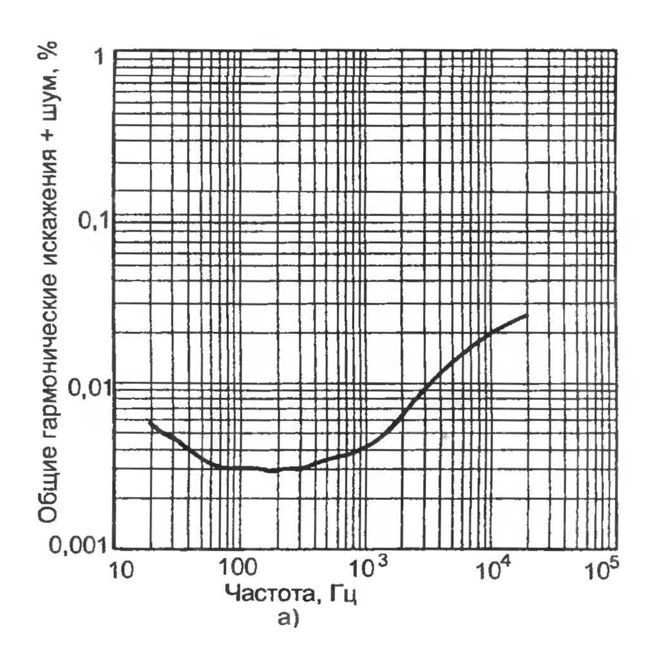
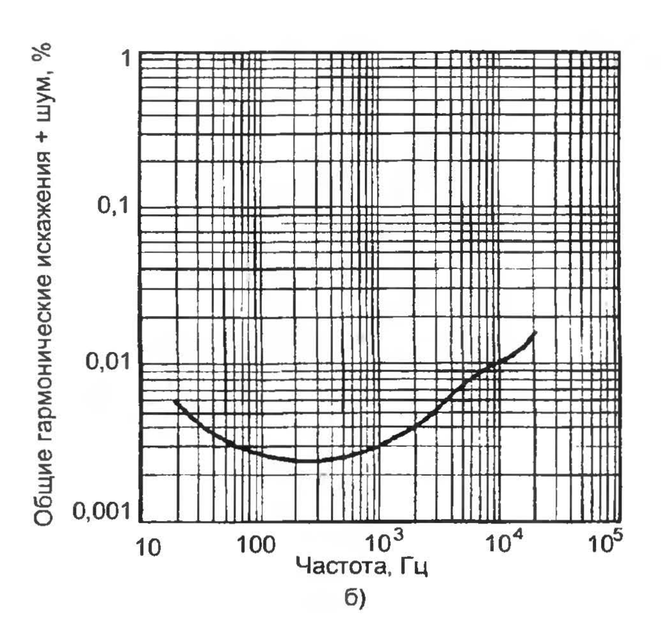
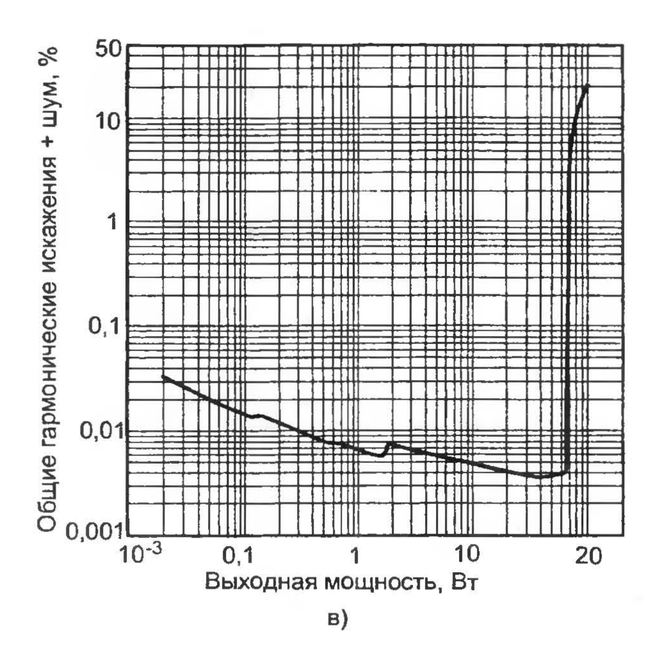


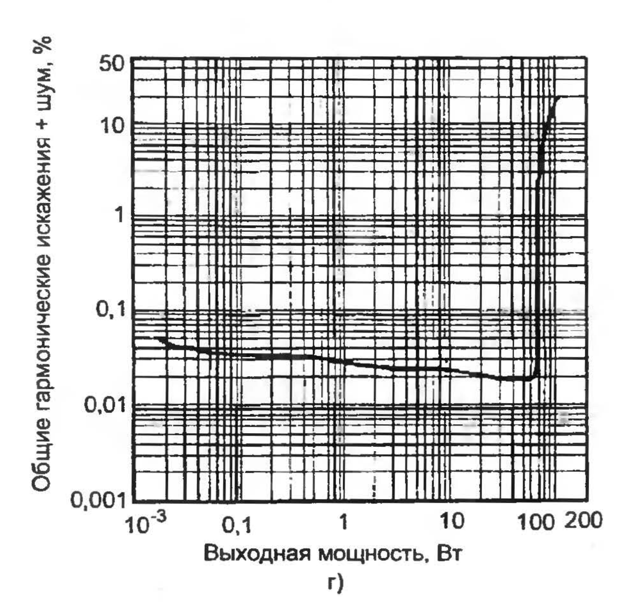

Рис. 5.21. Зависимость сопротивления нагрузки от выходной мощности в интервале частот от 20 Гц до 20 кГц и общих гармонических искажениях плюс шум менее 0,1 %




а)


Общие гармонические искажения + шум, %
1
0,1
0,01
0,001
10
100
$10^3$
$10^4$
$10^5$
Частота, Гц
б)

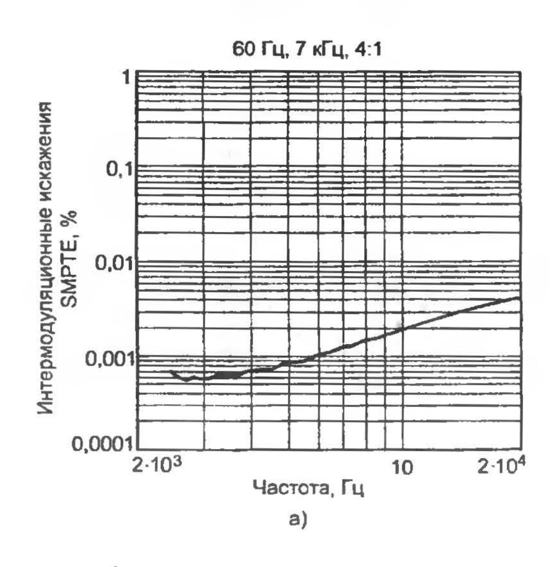

Общие гармонические искажения + шум, %
50
10
1
0,1
0,01
0,001
$10^{-3}$
0,1
1
10
20
Выходная мощность, Вт
в)



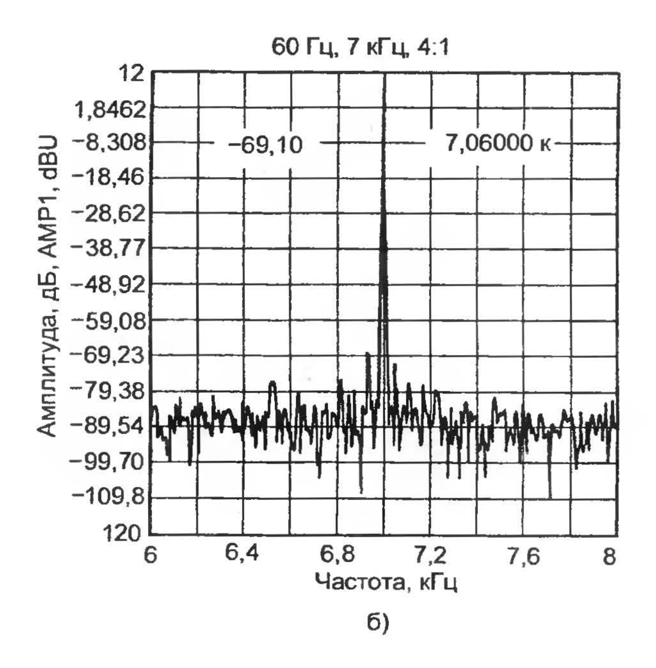

г)

Рис. 5.22. Общие гармонические искажения ИМС LM3886 (по данным фирмы National Semiconductor)

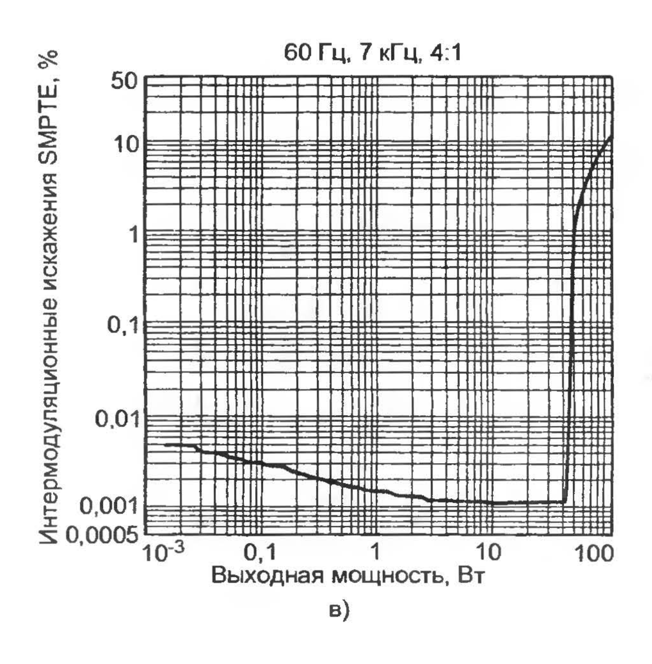
а – выходная мощность 60 Вт / 4 Ом, напряжение питания ±28 В; б – выходная мощность 50 Вт / 8 Ом, напряжение питания ±35 В; в – частота 1 кГц , сопротивление нагрузки 4 Ом, напряжение питания ±28 В, полоса измерения 80 кГц; г – частота 20 кГц , сопротивление нагрузки 4 Ом, напряжение питания ±28 В, полоса измерения 80 кГц



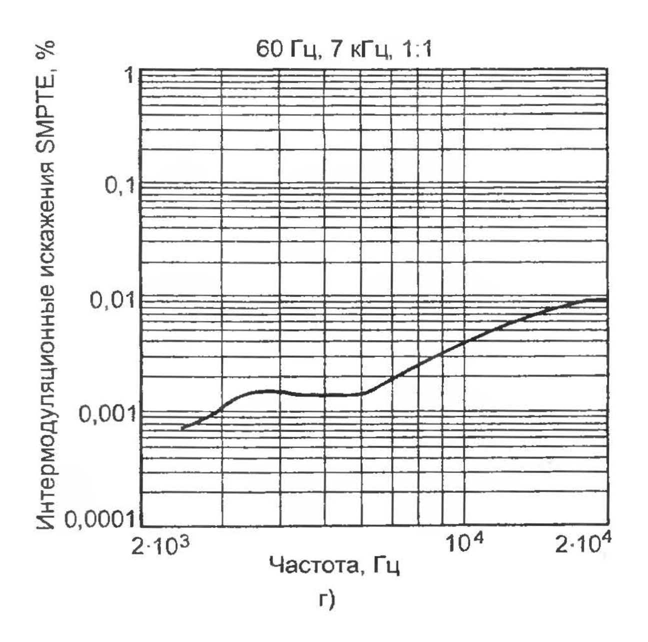

а)


60 Гц, 7 кГц, 4:1
12
1,8462
−8,308
−18,46
−28,62
−38,77
−48,92
−59,08
−69,23
−79,38
−89,54
−99,70
−109,8
120
−69,10
7,06000 к
Амплитуда, дБ, AMP1, dBU
6
6,4
6,8
7,2
7,6
8
Частота, кГц

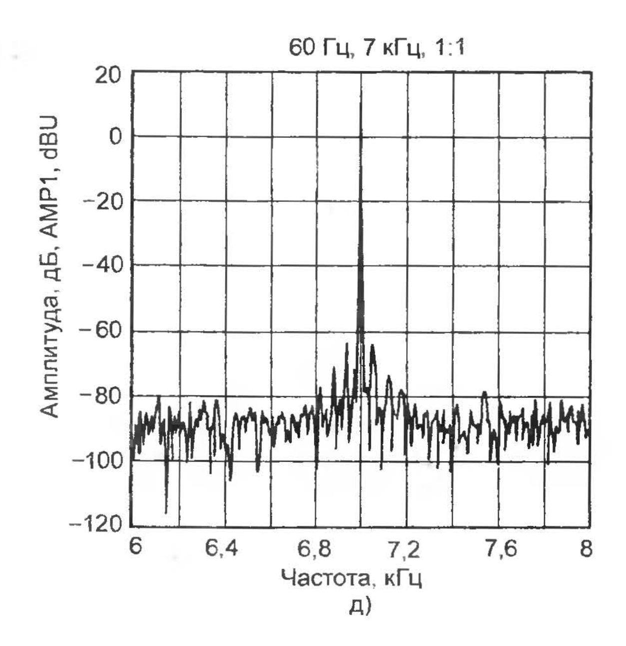
б)


60 Гц, 7 кГц, 4:1
50
10
1
0,1
0,01
0,001
0,0005
Интермодуляционные искажения SMPTE, %
10-3
0,1
1
10
100
Выходная мощность, Вт

в)


60 Гц, 7 кГц, 1:1
Интермодуляционные искажения SMPTE, %
1
0,1
0,01
0,001
0,0001
2·10³
10⁴
2·10⁴
Частота, Гц

г)


60 Гц, 7 кГц, 1:1
Амплитуда, дБ, AMP1, dBU
20
0
−20
−40
−60
−80
−100
−120
6
6,4
6,8
7,2
7,6
8
Частота, кГц

д)

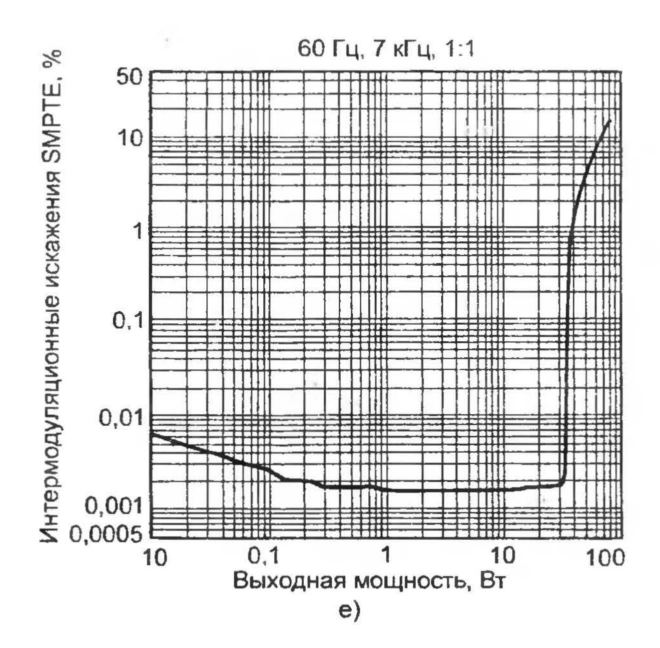



Рис. 5.23. Интермодуляционные искажения ИМС LM3886, измеренные по методу SMPTE (по данным фирмы National Semiconductor) а – без фильтра, сопротивление нагрузки 4 Ом, входное напряжение 788 мВ с.к.з., выходная мощность 38 Вт, напряжение питания ±28 В; *б* – без фильтра, сопротивление нагрузки 4 Ом, входное напряжение 788 мВ с.к.з., выходная мощность 30 Вт, напряжение питания ±28 В; в, г – сопротивление нагрузки 4 Ом, напряжение питания ±28 В; д, е – сопротивленив нагрузки 4 Ом, напряжение питания ±28 В

На рис. 5.24 представлена схема стандартного УМЗЧ 1980-х годов. По похожей, но более совершенной схеме был реализован известный, в свое время, усилитель мощности типа ВА-6000 фирмы Fisher , который мы рассмотрим позже.

Максимальный рабочий ток входного дифференциального каскада составляет примерно 4,7 мА при закороченном регуляторе RP1; в среднем положении регулятора ток равен 1 мА. Столь широкий диапазон регулировки, казалось бы, необходим из-за большого разброса начального тока полевых транзисторов, но это не так. Типовое значение начального тока таких полевых транзисторов около 1 мА. Тогда максимальная скорость нарастания выходного напряжения входного каскада, с учетом его выходной емкости и входной емкости КУН, составит 2 мА/(5+15) пФ = 100 В/мкс, рабочий ток каждого плеча КУН составил бы около 11 мА, а скорость нарастания КУН ограничилась на уровне 22 мА/ 200 пФ = 110 В/мкс (с учетом емкости конденсатора параллельной частотной коррекции С5, коллекторной емкости КУН и входной емкости ВК). Однако номиналы резисторов R10 и R11

(10 кОм) в нагрузке дифференциального КУН показывают, что при напряжении питания ±50 В, например, ток покоя в его плече установится около 5 мА, при ±40 В – около 4 мА, и т.п. Таким образом, номинальный ток покоя входного каскада в данной схеме определяется не начальным током полевых транзисторов или точкой их нулевого температурного дрейфа, а напряжением питания усилителя, что недопустимо в грамотных конструкциях УМЗЧ.

Например, при питании ±50 В ток ГСТ на транзисторе VT1 должен быть 0,9 мА, тогда скорость нарастания, определяемая входным каскадом, не превысит 0,9 мА/ (5+15) пФ = 45 В/мкс и будет ниже 10 мА / (150+50) пФ = 50 В/мкс скорости нарастания КУН. Следовательно, максимальная скорость нарастания выходного напряжения УМЗЧ, скорее всего (точные параметры используемых транзисторов неизвестны), будет определяться входным каскадом. Коэффициент усиления напряжения входного каскада 10...15 дБ, КУН – около 60 дБ Таким образом, разомкнутый коэффициент усиления УМЗЧ вряд ли превышает 75 дБ. Несимметрия нагрузки входного каскада на средних и высоких частотах приводит к дополнительным нелинейным искажениям.

Коэффициент передачи УМЗЧ зафиксирован отношением резисторов (R7+R12)/ R7 и равен 27 В/В; блокировочный конденсатор в цепи ООС исключен благодаря очень низкому входному току полевых транзисторов и наличию регулятора напряжения смещения RP2. Поскольку резистор ООС (R12) образует с входной емкостью транзистора VT3 НЧ-фильтр, дающий запаздывание по фазе, конденсатор С7 призван его компенсировать: *для стабилизации (невозрастания) петлевого усиления на высоких частотах коэффициент деления образующегося емкостного делителя должен быть близок к коэффициенту передачи усилителя.* В противном случае возможен значительный подъем АЧХ замкнутого усилителя в районе частоты среза по контуру ООС со всеми вытекающими неприятными последствиями: снижением устойчивости из-за роста фазового сдвига в петле обратной связи, увеличением колебательности на импульсных сигналах.

Входной фильтр R1C1 предназначен для ослабления высокочастотных радиопомех.

Отсутствие разделительного конденсатора на входе – модная, в 1980-х годах, особенность УМЗЧ, позволяющая организовать опасный (для громкоговорителей) режим усиления постоянного тока, – так называемый открытый вход. Считалось, что это обеспечивает непревзойденное качество воспроизведения низких частот при использовании проигрывателя компакт-дисков в качестве источника сигнала. На самом деле, как уже отмечено ранее, гораздо большее значение имеет конструкция источника питания усилителя.

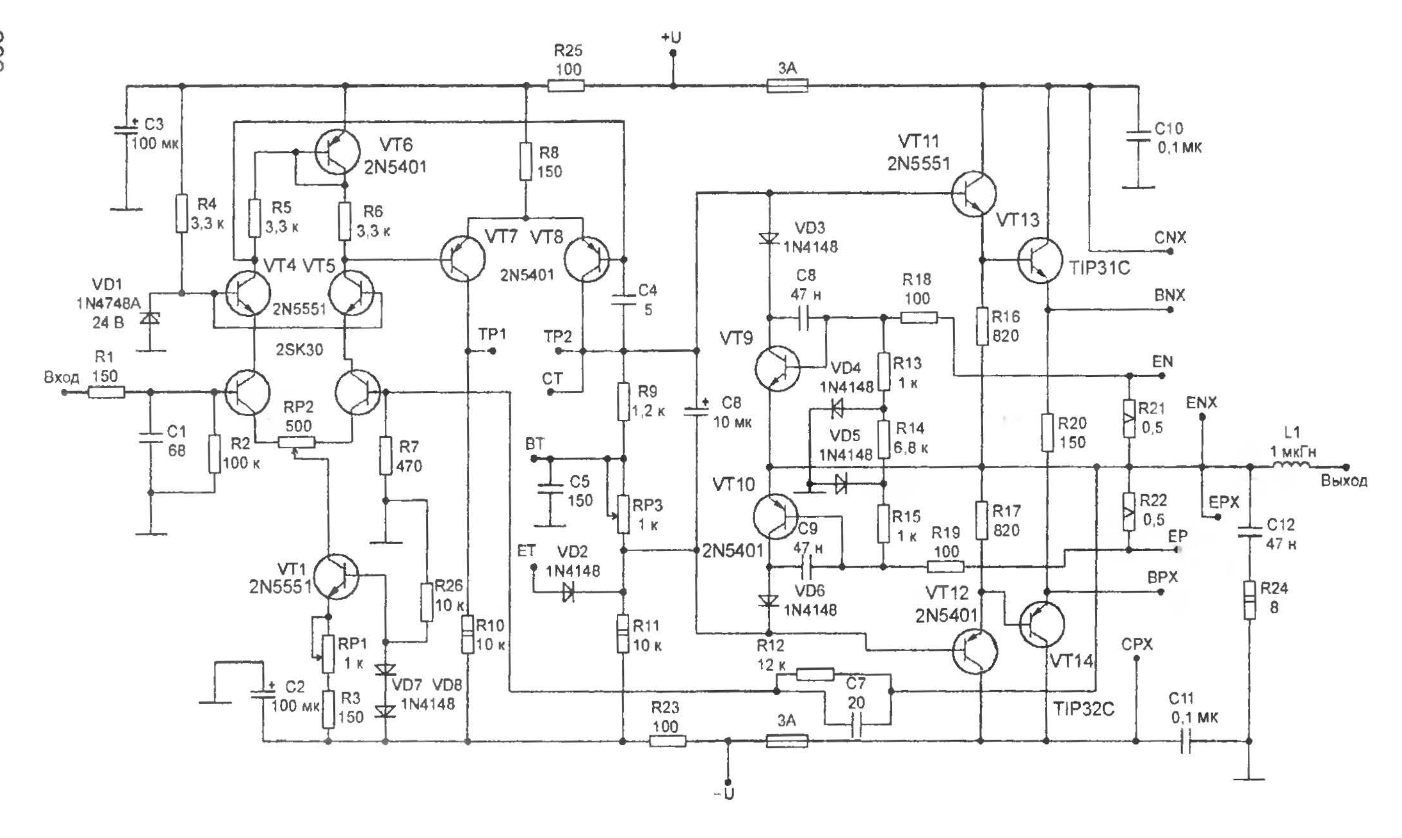



Рис. 5.24. Стандартный УМЗЧ 1980-х годов

Каскодная надстройка (VT4, VT5) над входными полевыми транзисторами призвана ограничить напряжение на стоках и, заодно, подавить емкость Миллера. Транзистор VT6 в диодном включении компенсирует температурный дрейф напряжений база-эмиттер транзисторов VT7 и VT8. Крутизна передаточной характеристики входного каскада невелика, поэтому УМЗЧ обладает хорошей перегрузочной способностью по входному сигналу и «мягкой» характеристикой ограничения, что полезно в сценических применениях.

В спектре гармонических искажений УМЗЧ преобладают четные гармоники, что обусловлено входным каскадом на полевых транзисторах (см. выше) и значительной несимметрией амплитудной характеристики КУН с резистивной нагрузкой. Интермодуляционные искажения (SMPTE и CCIF), составляют до 2% и, в основном, порождаются КУН.

Коэффициент ослабления синфазных напряжений и пульсаций входного каскада и КУН не превышает 40 дБ, а RC-фильтры в цепях питания практически не ослабляют пульсации с частотой 100 Гц. Отсюда – повышенная вероятность появления интермодуляции на пиках нагрузки в низкочастотных сигналах большого уровня.

На рис. 5.25 показана схема внешних соединений усилителя рис. 5.24, собранного на разработанной Р. Слоуном печатной плате, рисунок которой приведен в Приложении А.

Для варианта усилителя средней мощности (до 80 Вт с.к.з.) необходима только одна пара выходных транзисторов, поэтому VT2 и VT4 на рис. 5.25 не устанавливаются. В мощных УМЗЧ можно использовать до трех пар выходных транзисторов, обеспечивая 250 Вт с.к.з. Необходимыми изменениями будут: дополнительный набор эмиттерных резисторов RE (которые должны устанавливаться вне печатной платы), более мощный источник питания и предохранители с увеличенным током срабатывания. Резисторы RE, установленные на самой плате, отслеживают перегрузку по току независимо от того, сколько выходных транзисторов запараллелено. Многоскатная схема защиты отслеживает импеданс нагрузки.

Процедура настройки усилителя не простая. При подаче напряжения питания переменный резистор RP1 сначала подстраивается до получения баланса (т. е. нулевого напряжения) между измерительными выводами TP1 и TP2. После этого при помощи RP2 устанавливается нулевое выходное напряжение УМЗЧ. Поскольку регулировки влияют друг на друга, процедура настройки должна повторяться до тех пор, пока оба условия не будут выполняться одновременно. RP3 подстраивается для получения минимальных переходных искажений, как в любом усилителе в классе В.

Типовое значение общих гармонических искажений УМЗЧ рис. 5.23 составляет 0,04% (1 кГц) при максимальной выходной мощности 80 Вт с.к.з., когда используется одна пара выходных транзисторов.

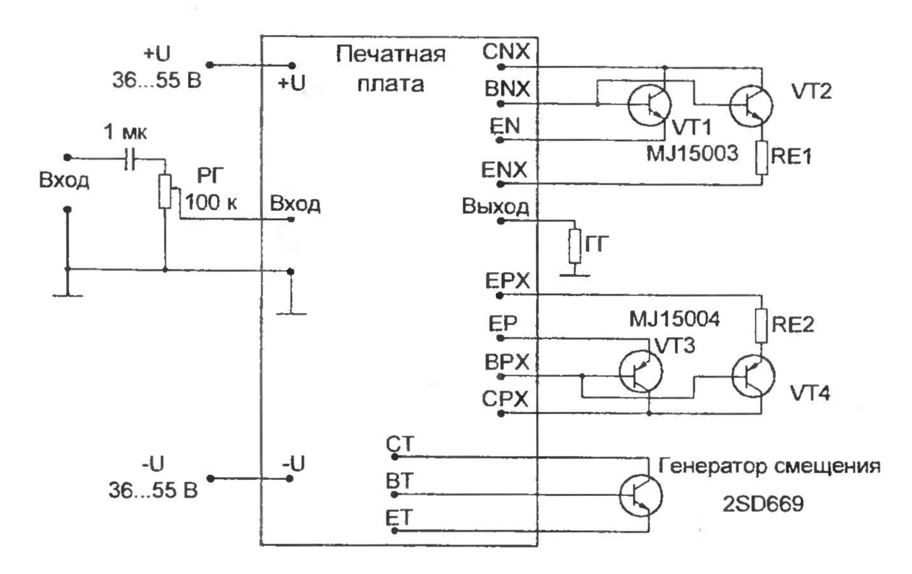



Рис. 5.25. Схема внешних соединений печатной платы усилителя рис. 5.24. Транзисторы VT1, VT2, VT3, VT4 и генератор смещения установлены на общем теплоотводе

На рис. 5.26 приведена схема ИП, а на рис. 5.27 – схема входного каскада, КУН и выходного каскада упомянутого выше УМЧЗ типа BA-6000 фирмы Fisher, который производился в 1980-х годах и пользовался популярностью среди меломанов, как и очень похожий на него (по схеме) усилитель VG-836 фирмы Uher. С удовлетворением отмечу раздельные вторичные обмотки силового трансформатора (см. рис. 5.26), предназначенные для нестабилизированных выпрямителей входных и выходного каскадов УМЗЧ, а также оптимальную, на мой взгляд, емкость накопительных конденсаторов мощного выпрямителя (15000 мкФ в плече).

Входной дифференциальный каскад (интегральная полевая пара VT01 типа 2SK131) реализован по каскодной схеме (транзисторы VT03, VT05), работает при токе покоя 2 мА, имеет подстройку напряжения смещения (R01), возможность открытого входа и небольшой коэффициент усиления напряжения (около 10 В/В в низкочастотной области).

Входная часть состоит из двух каскадов; большое усиление напряжения (около 330 В/В) вынуждает корректировать полосу второго каскада (VT07, VT09) при помощи конденсаторов C09 и C11.

Частота низкочастотного полюса второго каскада будет примерно равна 1/π(1+S2R15)C08R13, где S2 – крутизна VT07; или 12 кГц. При токе 5,6 мА скорость нарастания на выходе второго каскада составит 5,6 мА/(5+15) пФ = 280 В/мкс, в лучшем случае, поскольку зависит от реальных емкостей переходов транзисторов и монтажа.

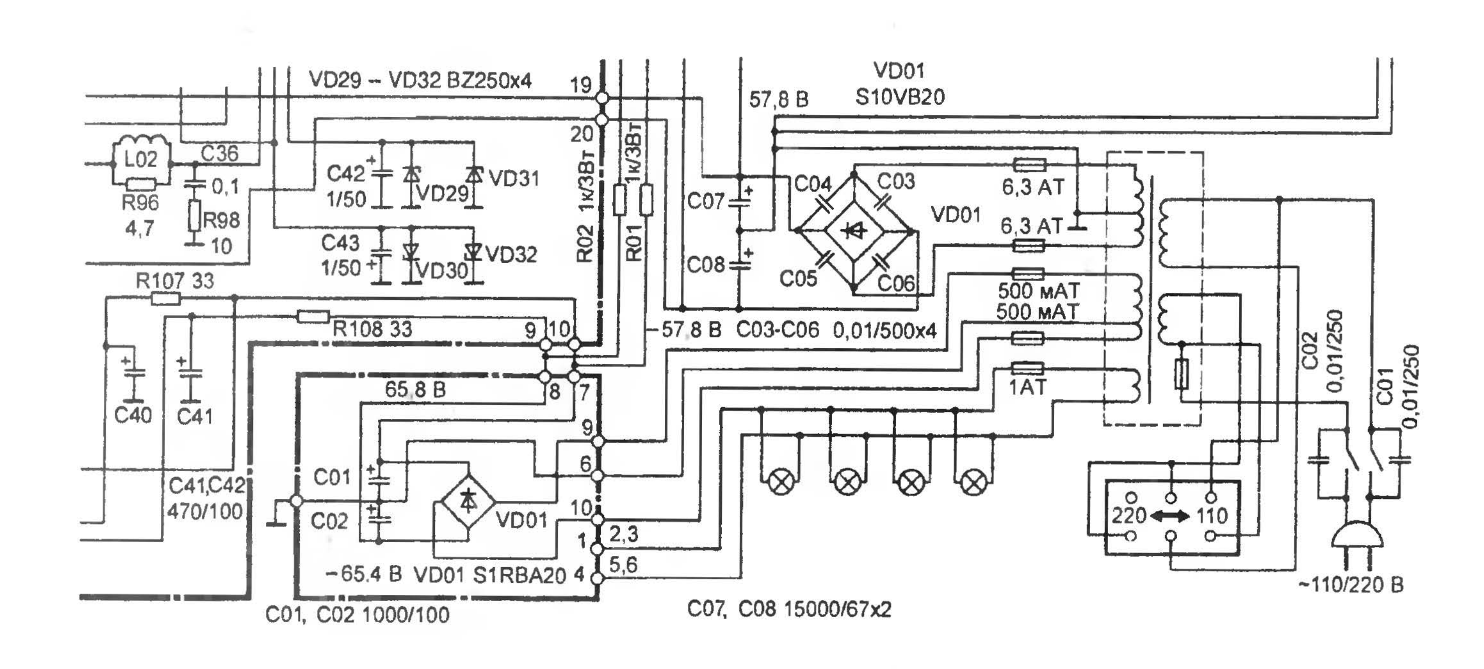



Рис. 5.26. Схема блока питания УМЗЧ типа ВА-6000 фирмы Fisher

К сожалению, КУН только частично реализован по каскодной схеме; нагрузкой левой (по схеме) независимой половины является токовое зеркало. Ток покоя КУН очень большой – 42 мА, если судить по падению напряжения 5 В на эмиттерном резисторе R53 (120 Ом) транзистора ГСТ (VT21). В принципиальной схеме рис. 5.26, скорее всего, имеются опечатки в номиналах резисторов: например, токи через R35 и R47, R47 и R49 отличаются примерно в 2 и 4 раза, соответственно, хотя это – одна и та же электрическая цепь, а в резистивный делитель R37, R39 ответвляется ток не более 1 мА. Даже если ток покоя КУН равен 17 мА, исходя из падения напряжения на R41, тепловые интермодуляционные искажения достигают 1...2%.

Четырехкаскадная реализация схемы Лина требует большой аккуратности в формировании разомкнутой АЧХ усилителя. Коэффициент усиления в низкочастотной области составляет 100...120 дБ, его АЧХ имеет участок со скоростью спада 40 дБ/дек за счет полюса второго каскада. Чтобы не допустить быстрого набега фазы из-за длительного участка с удвоенной скоростью спада АЧХ и вовремя «выключить» второй каскад (вспомните принцип работы двухполюсной коррекции) в КУН применена однополюсная частотная коррекция на основе интегратора Миллера. Расчетная частота среза усилителя – примерно 2,5 МГц. Скорость нарастания КУН (и УМЗЧ в целом) ограничена емкостью С27 (1000 пФ) и составит 17 В/мкс. На высоких частотах выходное сопротивление КУН резко снижается, и цепь R61C27 (полоса 1,6 МГц) обеспечивает ускоренный спад АЧХ выше частоты среза.

Коэффициент подавления пульсаций рассматриваемой схемы невысокий, так как второй каскад (VT07, VT09) выполнен на дискретных транзисторах, но имеет большое усиление, а КУН не является дифференциальным; обусловленная разбалансом синфазная помеха усиливается и практически беспрепятственно проникает на выход усилителя. По этой причине, чтобы избежать интермодуляции, вся входная часть усилителя имеет отдельное питание.

Выходной каскад УМЗЧ выполнен на гибридной микросборке IC01 типа STK0010 фирмы Sanken. Преимущество – хорошая термокомпенсация, заводская установка тока покоя выходных транзисторов, недостатки – высокая цена (10...30 долл. США), низкая ремонтопригодность усилителя ввиду дефицитности микросборки. Схема защиты реализует многоскатную траекторию с мониторингом импеданса нагрузки и смещением от напряжений питания.

Коэффициент передачи УМЗЧ составляет 28 В/В (29 дБ), малосигнальная полоса пропускания 75 кГц, номинальная выходная мощность 120 Вт/8 Ом при общих гармонических искажениях 0,002% на частоте 1 кГц. Большая площадь усиления обеспечивает низкое значение искажений в звуковой полосе. Второй каскад, ра-

ботающий с высокой крутизной преобразования, может вносить повышенные гармонические и высокочастотные интермодуляционные искажения, поскольку его симметрия в значительной степени обеспечивается первым каскадом, который, к вынужденному сожалению, имеет небольшое усиление.

При номинальной мощности амплитуда выходного напряжения равна 44 В. Нетрудно подсчитать, что при скорости нарастания 17 В/мкс и частоте среза по контуру общей ООС 75 кГц условие динамической линейности не выполняется, так как минимальная скорость нарастания должна быть 21 В/мкс. Однако несоответствие находится в пределах разброса параметров элементов и режимов работы схемы.

На рис. 5.28 приведена схема левого канала УМЗЧ полного усилителя Yamaha AX-392, типичного представителя линейки бытовых усилителей данной фирмы. Между выходом в свет данного прибора и описанного выше усилителя BA-6000 прошло более 10 лет. Как мы видим, разработчики, вместо того, чтобы идти по пути совершенствования схемных решений, вернулись к простейшей разновидности топологии Лина начала 1970-х годов с вольтодобавкой в КУН (конденсатор C113). Схема, на первый взгляд, кажется запутанной, но, при внимательном изучении, оказывается, что дополнительные пассивные элементы незначительно улучшают параметры усилителя. Резистор источника квазипостоянного тока R109 (15 кОм) подключен к стабилизированному напряжению +15 В в блоке питания, таким образом ток покоя входного дифференциального каскада составляет 1 мА. Номинал резистора R107 обеспечивает приемлемую симметрию входного каскада. Резистор R119, в отсутствие ГСТ и эмиттерных резисторов, корректирует линейность входного каскада, изменяя примерно на ±5% рабочий ток (т. е. крутизну) в зависимости от выходного напряжения УМЗЧ. Назначение резистора R105 не вполне понятно, так как он снижает усиление входного каскада, и его линеаризующие свойства нивелируются возросшим вкладом искажений выходного каскада.

Следует отметить, что некоторые разработчики, особенно японские, довольно часто идут по пути *прямой компенсации* нелинейностей в усилительных схемах, т. е. без использования ООС. Смысл в том, чтобы получить компенсирующий сигнал с обратной нелинейностью и суммировать его с исходным сигналом.

В свое время автором глубоко прорабатывались аналогичные методы линеаризации дифференциальных каскадов и ГСТ (получено авторское свидетельство на изобретение), однако он не считает их достаточно эффективными применительно к УМЗЧ. В практическом плане, прямая компенсация нестабильна, так как зависит от частоты и амплитуды сигнала, температуры, импеданса нагрузки и т.п.

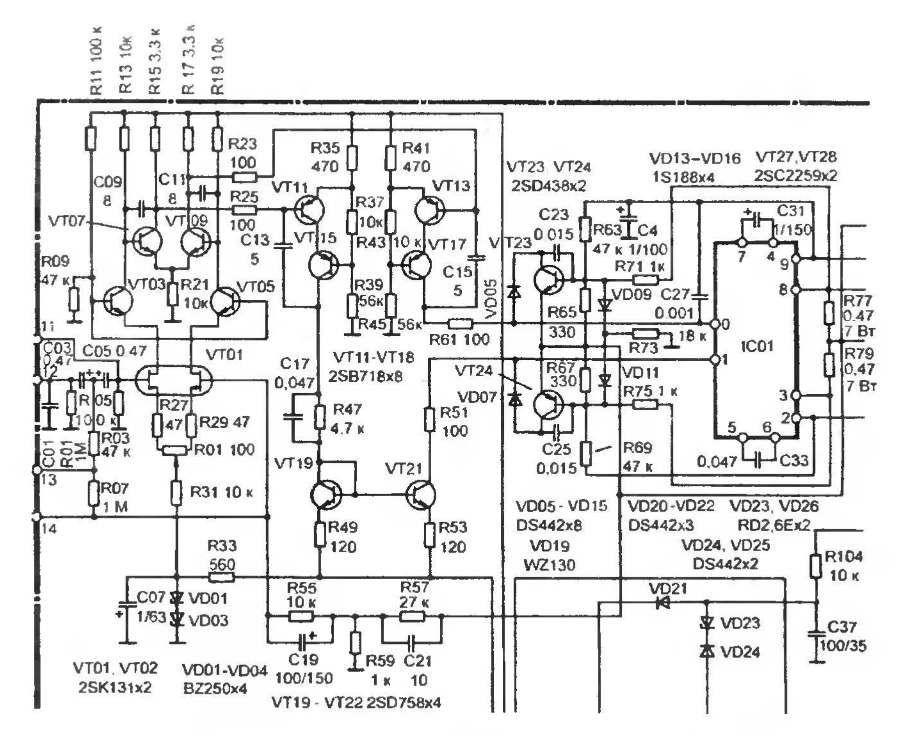



Рис. 5.27. Часть схемы УМЗЧ типа ВА-6000 фирмы Fisher. Напряжение питания входных каскадов и КУН ±66 В, выходного каскада ±57 В (нестабилизированные)

Без сомнения, если удается скомпенсировать усредненную нелинейность с 6 % до 2%, то положительный эффект налицо. Однако, подобных задач в схемотехнике звуковых усилителей, вероятно, не осталось. Кроме того, чем нелинейность меньше, тем компенсация менее стабильна. Естественный вывод: самое эффективное и надежное средство линеаризации усилителей – общая ООС.

Теория прямой компенсации переходных искажений в выходном каскаде УМЗЧ кратко описана в книге П. Шкритека. Разновидность прямой компенсации, названная разработчиками *токовым демпфированием*, была использована в усилителе Quad-405, например. В литературе существуют обоснованные разногласия по поводу эффективности такой компенсации. Поскольку есть сомнения в ее устойчивом положительном эффекте (по причинам, указанным выше), то схема указанного УМЗЧ не приводится.

Ток покоя КУН (транзистор VT105, рис. 5.28) равен 4,3 мА; в среднюю точку расщепленной коллекторной нагрузки (R125, R123) через конденсатор положительной обратной связи С113 с выхода

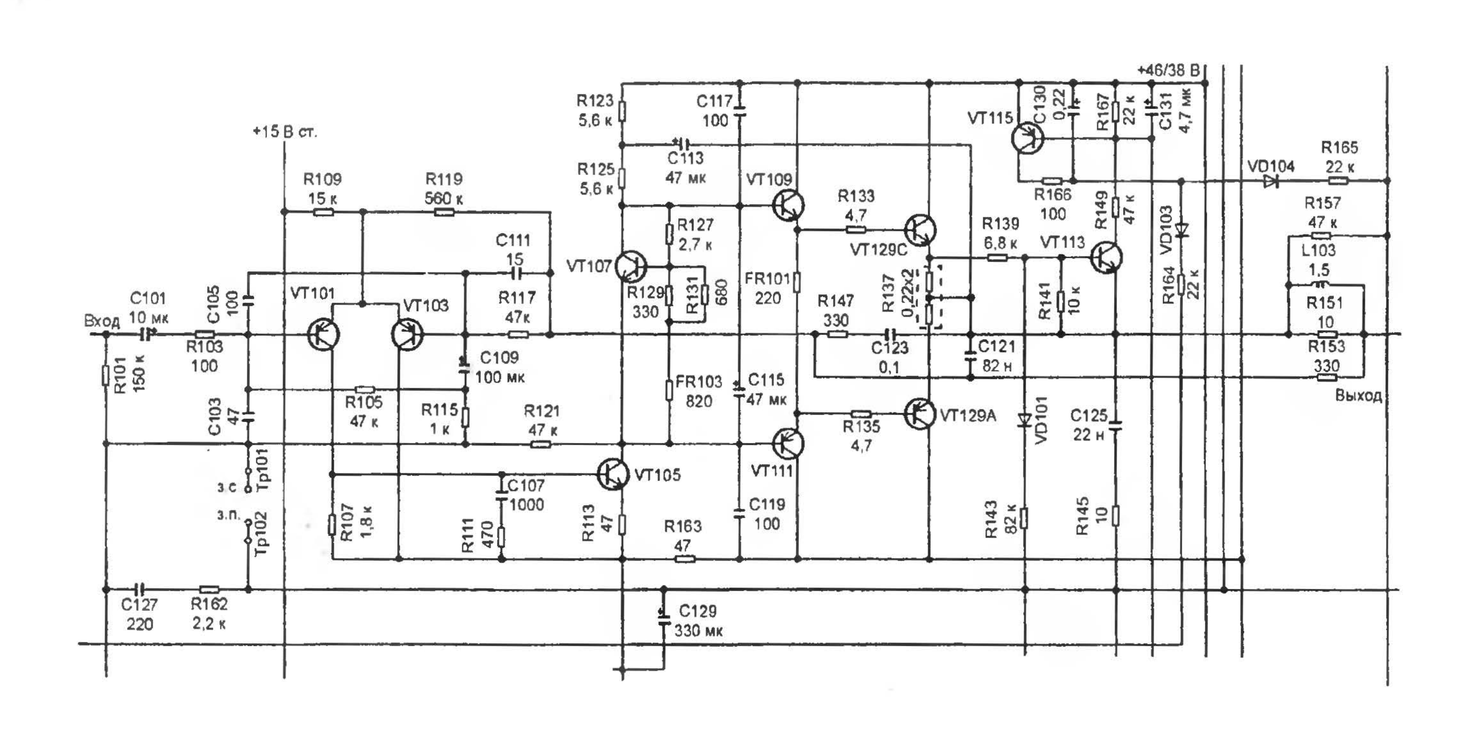



Рис. 5.28. Схема УМЗЧ полного усилителя Yamaha AX-392

усилителя подается напряжение вольтодобавки, что увеличивает петлевое усиление примерно на 5 дБ в звуковой полосе частот.

Параллельная частотная коррекция входного каскада осуществляется цепью R111C107 и конденсатором C105, причем резистор R111 понижает частоту второго полюса до 340 кГц, чтобы увеличить запас по фазе на частоте среза. Параллельная коррекция КУН производится конденсаторами C117 и C119. Результирующая частота основного полюса получается в районе 20 кГц.

Максимальная скорость нарастания выходного напряжения КУН (примерно 16 В/мкс) перекрывает аналогичный показатель входного каскада (1 В/мкс). Конденсатор C111 (15 пФ) компенсирует входную емкость транзистора VT103. Коэффициент передачи УМЗЧ равен 48 В/В (34 дБ), полоса пропускания около 200 кГц. Условие динамической линейности катастрофически не выполняется (скорость нарастания должна быть не менее 40 В/мкс), поэтому динамические интермодуляционные искажения вполне вероятны. Разомкнутый коэффициент усиления в низкочастотной области – менее 60 дБ, при теоретическом значении более 80 дБ (без нагрузки). Частота среза превышает 3 МГц, запас по фазе может достигать 60 градусов.

Поскольку глубина ООС составляет менее 20 дБ, можно забыть о низком выходном сопротивлении УМЗЧ. В этих условиях цепь Зобеля на его выходе (R145C125) приобретает свойства параллельной цепи коррекции. Это ускоряет спад АЧХ примерно до частоты 400 кГц и приводит к небольшому прогибу фазовой характеристики, как при двухполюсной коррекции (см. гл. 3). Задемпфированная резистором R151 защитная индуктивность L103 является своеобразным токоизмерительным элементом комбинированной ООС по току и напряжению с фазовым корректором R147C123C121. Трудно оценить положительный эффект такого решения, но при низкой глубине ООС все средства хороши.

Транзисторы VT115 и VT113 отслеживают постоянное смещение на выходе УМЗЧ и ток через эмиттерный резистор выходного прибора VT129C (2SC4468). При наступлении аварийного состояния VT115 подает сигнал на управляющий процессор, который при помощи реле отключает напряжения питания всего усилителя (процессор и сетевое реле питаются от дежурного источника питания со своим сетевым трансформатором).

Согласно спецификации, УМЗЧ обеспечивает выходную мощность 70 Вт с.к.з. на 6 Ом при общих гармонических искажениях не более 0,08% в звуковой полосе частот и 95 Вт/4 Ом на частоте 1 кГц при искажениях 0,7% (DIN). Об интермодуляционных искажениях изготовитель скромно умалчивает.

На рис. 5.29 приведена большая часть принципиальной схемы УМЗЧ левого канала полного усилителя «Вега 50У-122С» (не пока-

заны выходная защитная индуктивность и блок защиты). Эта конструкция интересна не своими параметрами (они заурядные), а относительно редко используемым схемотехническим решением: входной усилитель напряжения (масштабный усилитель) плюс выходной усилитель тока, без общей ООС. Такое разделение функций обычно приводит к громоздкой принципиальной схеме и не оправдано в смысле получения высокой линейности: все искажения двух последовательно включенных усилителей суммируются как независимые величины (корень квадратный из суммы квадратов). Кроме того, широкополосный усилитель тока с единичным коэффициентом передачи имеет гораздо меньший запас устойчивости, чем масштабный усилитель. Похожее схемотехническое решение (с аналогичным результатом) было реализовано в другом отечественном УМЗЧ типа «Корвет 200УМ-088С», только в усилителях напряжения и тока был использован ИОУ типа К544УД2.

Модуль усилителя напряжения А14 (А15) представляет собой стандартный вариант УМЗЧ на дискретных элементах по схеме Лина, с выходным каскадом на эмиттерных повторителях в классе В. Симметрия входного каскада обеспечивается интегральной парой биполярных транзисторов DA1. Коэффициент передачи около 18 дБ (7,9 В/В).

Амплитуда номинального выходного напряжения 20 В при входном сопротивлении последующего усилителя тока примерно 900 Ом. Ток покоя входного дифференциального каскада 1,5 мА, КУН – 4 мА. Генераторы стабильного тока входного каскада и КУН (VT2 и VT4) обесточиваются при запирании транзистора VT39 управляющим сигналом, поступающим с блока защиты. Скорость нарастания выходного напряжения до 30 В/мкс. Петлевое усиление 40 ... 50 дБ. К сожалению, высокие динамические параметры и линейность модуля масштабного усилителя А14 существенно превосходят параметры УМЗЧ в целом.

Выходной усилитель постоянного тока с почти единичным коэффициентом передачи (около 0,98 В/В) работает в классе G. Его статические и динамические параметры полностью определяются ИОУ (DA3) типа КР544УД1А, имеющего двухполярное следящее (или скользящее) питание ±12 В с параметрической стабилизацией (стабилитроны VD15, VD17), средняя точка которого запитывается низкоомным выходом масштабного усилителя. Интегральный ОУ охвачен собственной ООС по переменному току через конденсатор С23, чтобы уменьшить влияние трехкаскадного эмиттерного повторителя на устойчивость повторителя в целом.

Полоса пропускания усилителя тока в значительной мере определяется постоянной времени R55C23. Через резистор R55 подается сигнал 100%-ной общей последовательной ООС по напряжению.

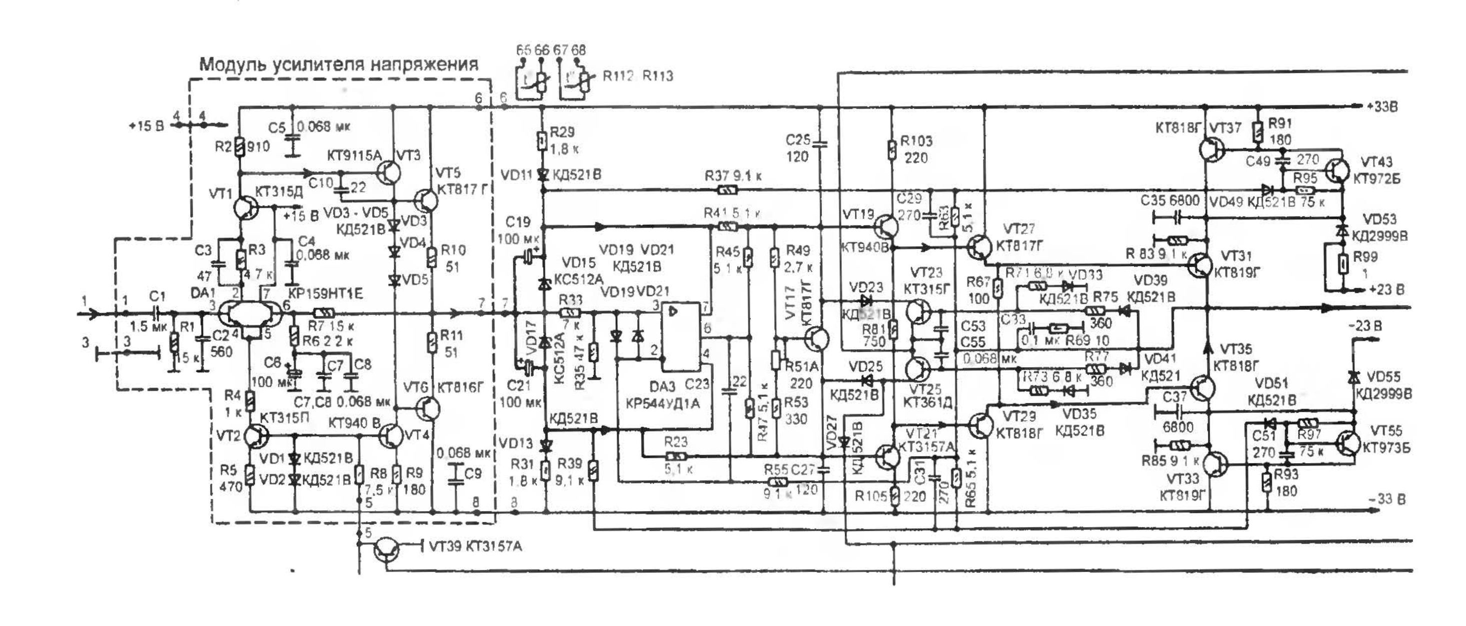



Рис. 5.29. Часть принципиальной схемы УМЗЧ полного усилителя «Вега 50У-122С»

Ограничитель напряжения на встречно-параллельных диодах VD19, VD21 на входе ИОУ необходим для предотвращения динамической перегрузки, возникающей в результате значительной разности в скоростях нарастания усилителя тока и масштабного усилителя, а также при срабатывании диодно-транзисторной схемы защиты (VT23 VD39, VT25 VD41) от короткого замыкания (без измерения тока). Работа выходного каскада в классе G с диодной (VD53, VD55) коммутацией активной вольтодобавки (VT37 VT43, VT33 VT49) была подробно рассмотрена выше.

На рис. 5.30 приведена схема известного УМЗЧ итальянской фирмы Audio Analogue. Она интересна в качестве примера реализации скользящего питания ИОУ DA1.

В отличие от рассмотренного выше УМЗЧ «Вега 50У-122С» средняя точка стабилитронов D6, D9 подключена к выходу мощного повторителя на параллельных составных транзисторах через резистор R21 (220 Ом). Стабилитроны зашунтированы электролитическими конденсаторами, поэтому сигнал в средней точке скользящего питания будет отставать от выходного сигнала УМЗЧ. Чтобы не допустить повреждения ИОУ, входы которого привязаны к потенциалу земляной шины, потенциал средней точки относительно земли ограничен встречно-последовательными стабилитронами D7, D8.

Коэффициент подавления синфазного напряжения ИОУ в звуковой полосе частот должен быть высоким, так как в данной схеме он, в значительной мере, определяет уровень *интермодуляционных искажений.*

Статические и динамические параметры УМЗЧ практически полностью определяются ИОУ типа NE5534 (см. гл. 6). Коэффициент передачи равен 27 дБ. Разомкнутый коэффициент усиления данного ИОУ без емкости коррекции достигает 70 дБ на частоте 20 кГц, поэтому глубина ООС в звуковом диапазоне частот немного превысит 40 дБ и общие гармонические искажения составят примерно 0,03% при выходной мощности 20 Вт с.к.з./4 Ом.

На рис. 5.31 приведена схема УМЗЧ, разработанного Канедой (Kaneda). Известно, что японцы склонны к пуризму и любят доводить схемотехнические идеи до абсурда, поэтому предлагаемое вашему вниманию устройство почти целиком выполнено на полевых транзисторах.

Выходной каскад реализован по полумостовой схеме на n-канальных МОП-транзисторах и оборудован схемой защиты на биполярных транзисторах, реализующей односкатную траекторию. КУН выполнен по дифференциальной схеме на p-канальных приборах, стоки каскодных транзисторов подключены к парафазным плечам выходного каскада. Переменным резистором VR2 подстраивается рабочий ток КУН (около 12 мА), фактически определяющий начальный ток выходных транзисторов.

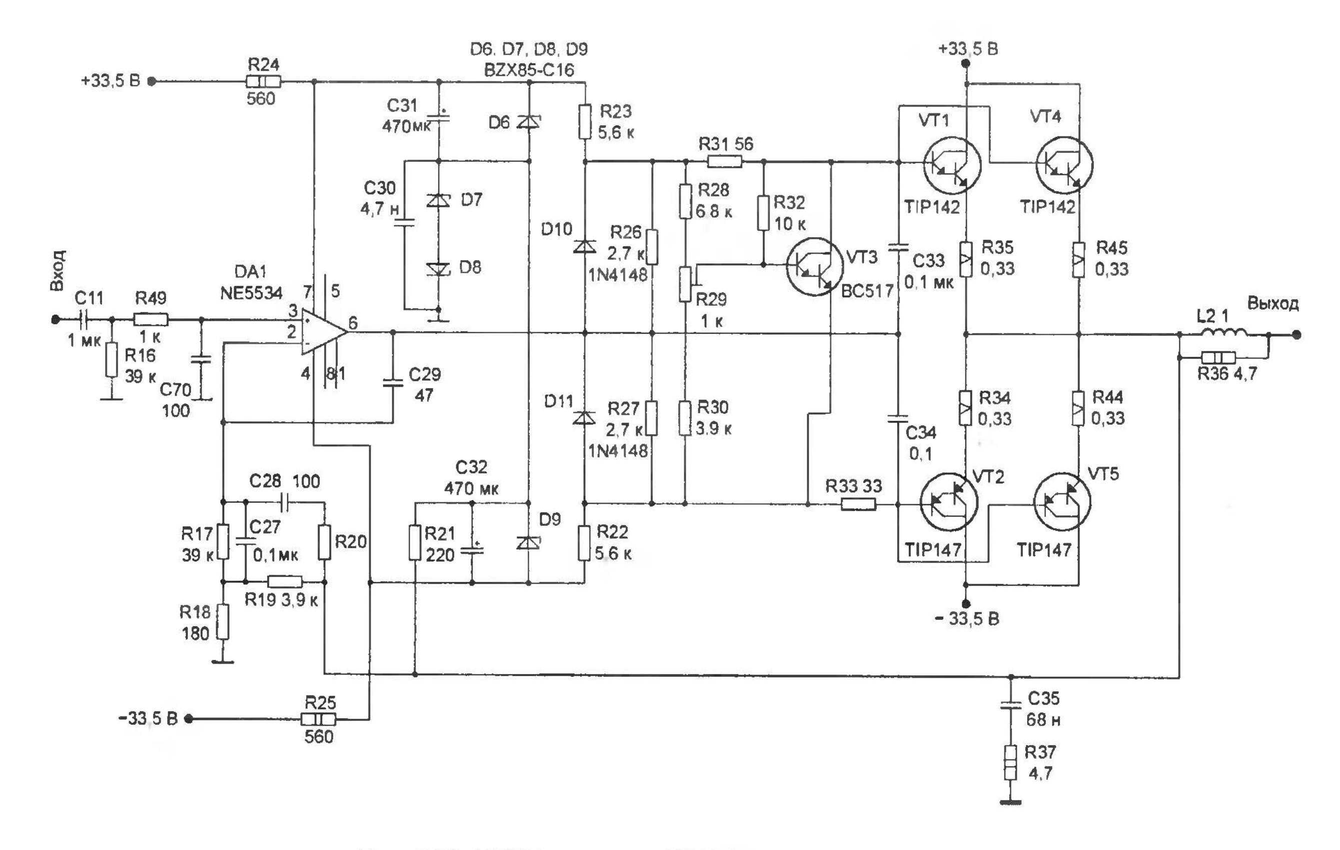



Рис. 5.30. УМЗЧ на основе ИОУ фирмы Audio Analogue

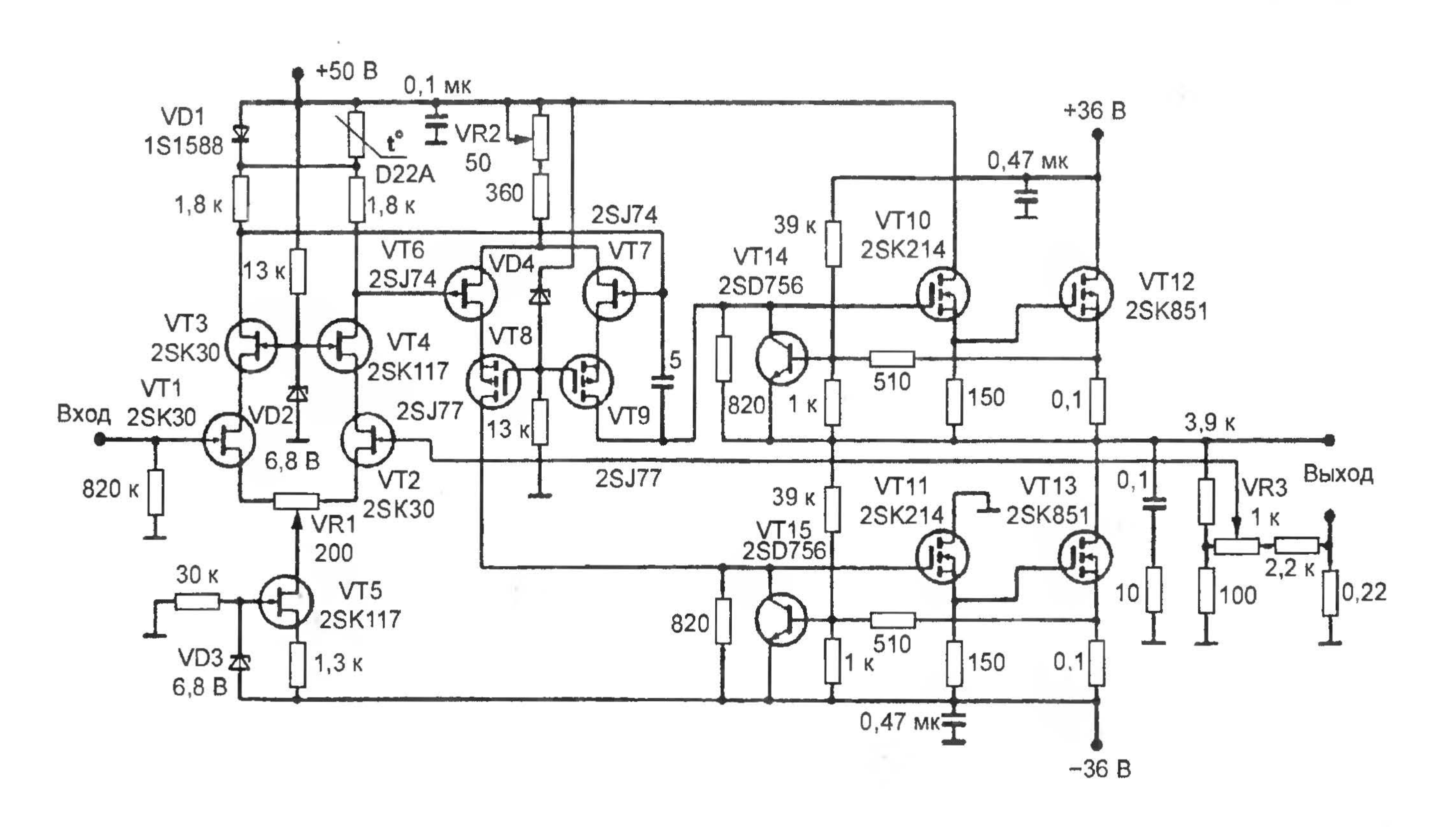



Рис. 5.31. Усилитель Канеды на полевых транзисторах

Потенциометром VR1 во входном каскаде производится балансировка КУН и усилителя в целом.

Рабочий ток входного дифференциального каскада, также каскодного, составляет 5 мА. Диодно-термисторная схема уменьшает температурный дрейф тока КУН. Большие значения скорости нарастания выходного напряжения и частоты среза усилителя в значительной степени определяются малой емкостью конденсатора коррекции (5 пФ); их нетрудно оценить по известным формулам (см. выше), предварительно выяснив реальные значения крутизны использованных транзисторов.

Усилитель охвачен комбинированной последовательной ООС по постоянному напряжению и току, причем глубина последней подстраивается при помощи потенциометра VR3. Такое решение позволяет увеличить коэффициент демпфирования УМЗЧ при низкой глубине общей ООС и повышенном выходном сопротивлении ВК на МОП-транзисторах.

Коэффициент передачи усилителя примерно 32 дБ. Как уже отмечалось, усилительные каскады на полевых транзисторах «производят», в основном, четные гармоники, снижению которых, в свою очередь, способствует полумостовая схема выходного каскада.

Интермодуляция эффективно снижена применением каскодных схем, работающих при небольших токах. Исходя из этого, усилитель Канеды можно рекомендовать любителям лампового звука в качестве «утешительной» модели для безболезненной миграции в мир полупроводниковых УМЗЧ хорошего качества.

На рис. 5.32 приведена принципиальная схема усилителя Хафлера (модель 9300/9500, 1991 год). На первый взгляд, в ней нет ничего необычного: зеркальный входной каскад на комплементарных полевых транзисторах с p-n–переходом и каскодами на биполярных транзисторах, каскодный КУН. Мягкий запуск входного каскада напряжением с выхода диодно-резистивной цепи обеспечивается МОП-транзистором VT5 в цепи истоков транзистров дифференциального каскада с постоянной времени 4,7 МОм x 0,47 мкФ; тот же VT5 осуществляет некоторую стабилизацию, а скорее низкочастотную фильтрацию тока. Стабилизированное напряжение питания ±24 В для входной части. Небольшой линейный диапазон выходного напряжения КУН (±11 В), заданный симметричными резистивными делителями 1 кОм/1 кОм в цепи баз транзисторов ОБ. Четыре пары МОП-транзисторов в выходном каскаде: явный расчет на низкоомную нагрузку 2 ... 4 Ом.

Необычно включение нагрузки. Можно заметить, что сигнал ООС снимается со средней точки накопительных конденсаторов, которая также является средней точкой высоковольтной вторичной обмстки трансформатора (на схеме не показан).

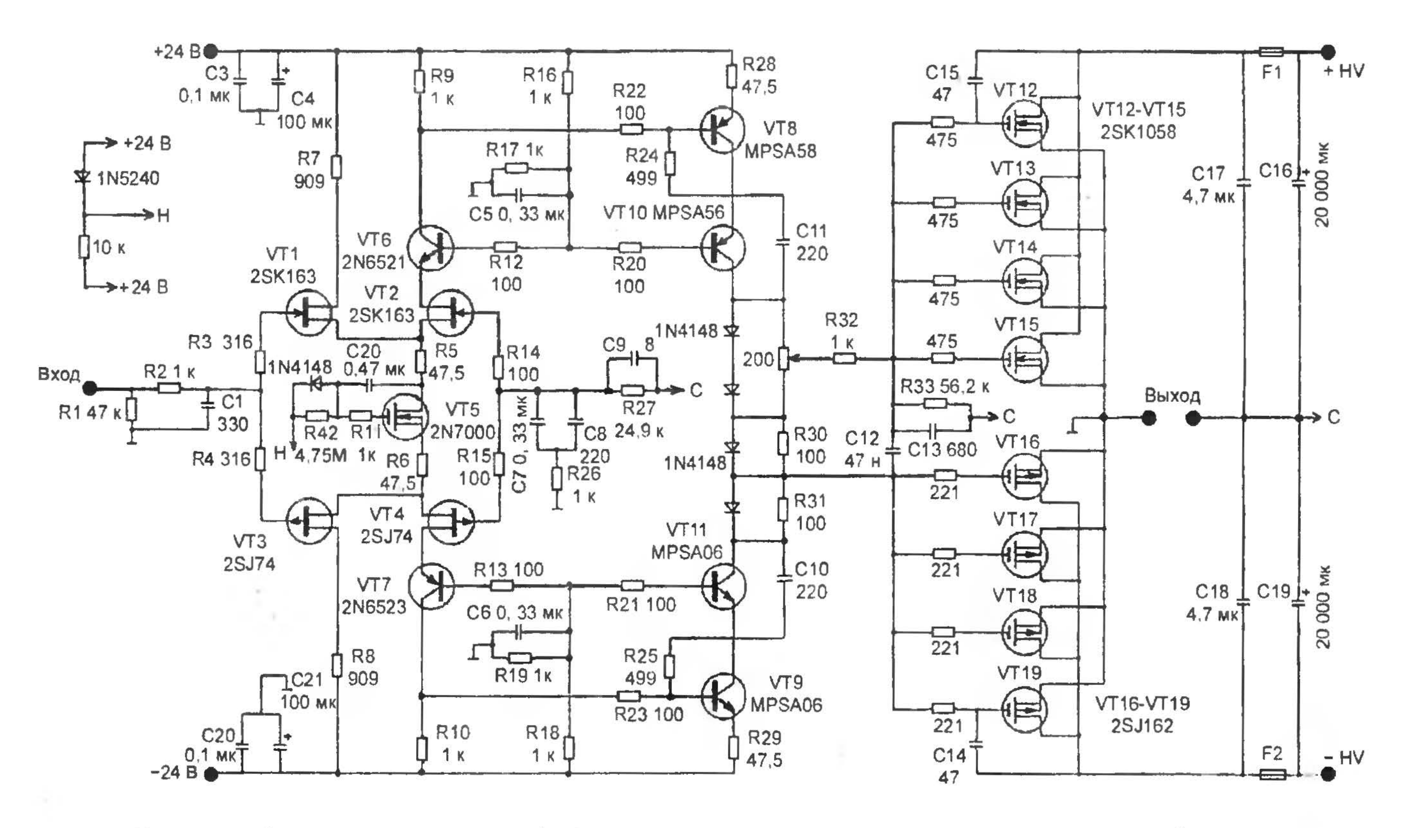



Рис. 5.32. «Зеркальный» усилитель Хафлера с плавающим питанием выходного каскада на боковых МОП-транзисторах

Объединенные истоки комплементарных выходных транзисторов присоединяются к шине нулевого потенциала, которая является средней точкой другой, *изолированной* вторичной обмотки. Между этими точками и включается нагрузка. Таким образом осуществлено плавающее относительно земли сигнала, питание выходного каскада, которое, при надлежащей конструкции силового трансформатора, снижает емкостную нагрузку КУН и эффективно разделяет земли питания и сигнала. Цепь R33C13 осуществляет фазовую коррекцию ВК на средних частотах.

Трудно судить о положительном эффекте такого схемотехнического решения – он зависит также от конструкции силового трансформатора. Глубина общей ООС невелика, но входная часть УМЗЧ достаточно линейна, и тепловая интермодуляция в КУН минимальна. Полагаю, что усилитель будет работать ничуть не хуже практически с любым выходным каскадом на полевых транзисторах при фиксированном напряжении питания более высокого номинала.

## Профессиональные усилители большой мощности

К категории «профессиональных» можно условно отнести сценические и вещательные усилители с *долговременной* выходной мощностью более 200 Вт с.к.з.

Главным критерием в их построении является высокая прогнозируемая надежность. Линейные и динамические свойства отходят на второй план и неизбежно приносятся в жертву выходной мощности.

На рис. 5.33 приведена схема профессионального усилителя с зеркальной топологией и выходным каскадом – истоковым повторителем на боковых МОП-транзисторах. Компромиссные схемотехнические решения во входном каскаде (отсутствие ГСТ и токовых зеркал) приводят к незначительной деградации линейности, поскольку в зеркальной схеме амплитудная характеристика практически симметрична, что минимизирует четные гармоники. Номинальная выходная мощность составляет 250 Вт с.к.з./4 Ом при общих гармонических искажениях 0,02% на частоте 1 кГц.

При паспортном значении тока стока 5...10 А входная емкость боковых МОП-транзисторов составляет 700...1500 пФ, при токе 10...20 А – от 1300 до 2300 пФ. Тогда емкостная нагрузка КУН в схеме рис. 5.32, в лучшем случае, будет 2800 пФ. Скорость нарастания выходного напряжения сможет достичь значения 5,4 В/мкс (скорость нарастания входного каскада явно выше), так как ток покоя КУН примерно 15 мА, а полоса мощности при номинальной амплитуде выходного напряжения 45 В будет 19,2 кГц. Коэффициент передачи равен 32 дБ (40 В/В). Крутизна преобразования нижней

8—3558

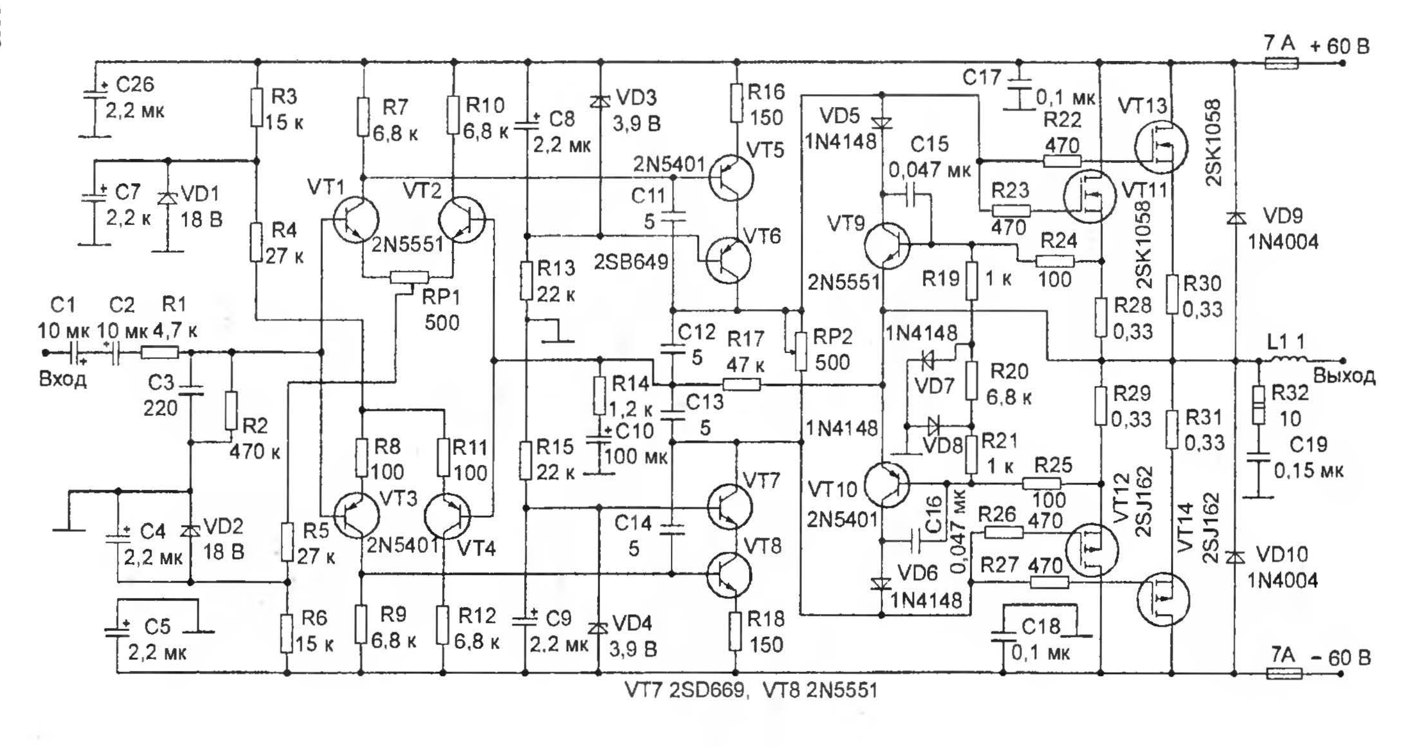



Рис. 5.33. Профессиональный УМЗЧ с выходной мощностью 250 Вт/4 Ом

половины входного каскада (транзисторы VT3, VT4) около 5,6 мА/В (крутиза отличается для зеркальных каскадов из-за различия номиналов эмиттерных резисторов[12]). Частота среза усилителя, с учетом входной емкости ВК и зеркальной схемы, составляет не более 600 кГц, а полоса пропускания – 15 кГц, т. е. условие динамической линейности выполняется.

На входе УМЗЧ установлен НЧ-фильтр R1C3 с полосой пропускания 155 кГц.

Включение конденсаторов C12 и C13 образует разновидность *инклюзивной* частотной коррекции. Как уже отмечалось, такая коррекция не помогает уменьшить гармонические искажения, но полезна в качестве дополнительной меры обеспечения устойчивости на высоких частотах, что особенно важно для выходных каскадов на МОП-транзисторах. Поэтому она широко применяется во многих сценических и вещательных усилителях. Однако в схеме рис. 5.32 ее эффективность ничтожна, поскольку в среднюю точку между конденсаторами C13, C14 (C11, C12) включена большая входная емкость КУН, шунтирующая ее на высоких частотах.

Если ложное срабатывание схемы защиты становится проблемой, номиналы резисторов R24 и R25 могут быть увеличены (например, до 150 ... 200 Ом).

Данный УМЗЧ, несмотря на относительную простоту, по своим электроакустическим параметрам превосходит большинство промышленных моделей сценических усилителей в категории 400 (т. е. не менее 200 Вт с.к.з. на канал в стереорежиме). Общие гармонические искажения при номинальной мощности составляют примерно 0,02% на частоте 1 кГц, а отношение сигнал/шум лучше –90 дБ. При токе покоя *каскодного* КУН 15 мА интермодуляционные искажения (SMPTE) не немного превышают уровень гармонических искажений. В Приложении А приведен рисунок печатной платы и расположения элементов усилителя.

В выходных каскадах звуковых усилителей очень большой мощности рекомендуется использовать исключительно боковые МОП-транзисторы. УМЗЧ по схеме рис. 5.34 развивает выходную мощность 550 Вт с.к.з. на 4-омной нагрузке, а по надежности превосходит практически любой усилитель сравнимой мощности, использующий биполярные транзисторы в выходном каскаде.

На базе этой схемы можно построить стереоусилитель с выходной мощностью 1100 Вт с.к.з. Стоимость силовых трансформаторов, теплоотводов, накопительных конденсаторов и выходных приборов будет высокой (только на МОП-транзисторы для одного кана-

---

[12] Скорее всего, в оригинальной схеме опечатка, и номинал потенциометра RP1 должен быть 200 Ом

ла понадобится примерно 60 долл. США по московским розничным ценам). Должны быть приняты специальные меры для удовлетворения требований к передаче больших токов и рассеиванию высокой мощности. Минимальный рекомендуемый диаметр многожильного провода для ИП и выходных цепей Ø2 мм (по меди). Защитная индуктивность L1 должна быть намотана эмалированным медным проводом Ø3 мм. УМЗЧ очень желательно оборудовать релейной защитой громкоговорителя от постоянного напряжения, паспортный ток контактов реле должен быть не менее 30А. Кроме того, при реализации в стандартном 19-дюймовом корпусе усилителю потребуется *управляемое принудительное охлаждение*.

Следует принять специальные меры в разводке печатной платы, чтобы ширина фольги в сильноточных соединениях была достаточной. Рекомендуется использовать стеклотекстолит с толщиной медной фольги не менее 70 мкм, а сильноточные дорожки пропаивать 3-мм медной скруткой или оплеткой экранированного кабеля. За основу можно принять рисунок печатной платы описанного выше усилителя по схеме рис. 5.33.

Параметры этого усилителя весьма неплохие по сравнению с некоторыми промышленными изделиями сравнимой мощности.

Очень высокие внутренние токи приводят к неизбежному росту искажений, так как и проводники, и полупроводниковые переходы, и контактные соединения в таких условиях совершенно меняют проводящие свойства. Типовое значение общих гармонических искажений после настройки составляет 0,06% (1 кГц). Скорость нарастания выходного напряжения и полоса мощности, соответственно, будут втрое меньше, чем у предыдущего УМЗЧ. Увеличение емкостей блокировочных конденсаторов C4, C6, C17 и C18 в шинах питания, как утверждает разработчик, может несколько снизить эту цифру, в чем автор сомневается, если *до этого* не разделить между собой земли сигнала и питания на рекомендуемой разводке печатной платы. Целесообразно в цепях питания входного каскада и КУН установить RLC-фильтры низких частот и скорректировать рисунок печатной платы, тогда уровень гармонических искажений 0,04% на частоте 1 кГц вполне достижим.

При уменьшении количества пар выходных транзисторов с 6 до 4 усилитель способен выдавать мощность примерно 300 Вт с.к.з. на 4 Ом. В этом случае питающие напряжения снижаются до 70В, а номиналы предохранителей до 8 А. Соответствующим образом изменяются требования к проводникам, контактам реле и мощности ИП.

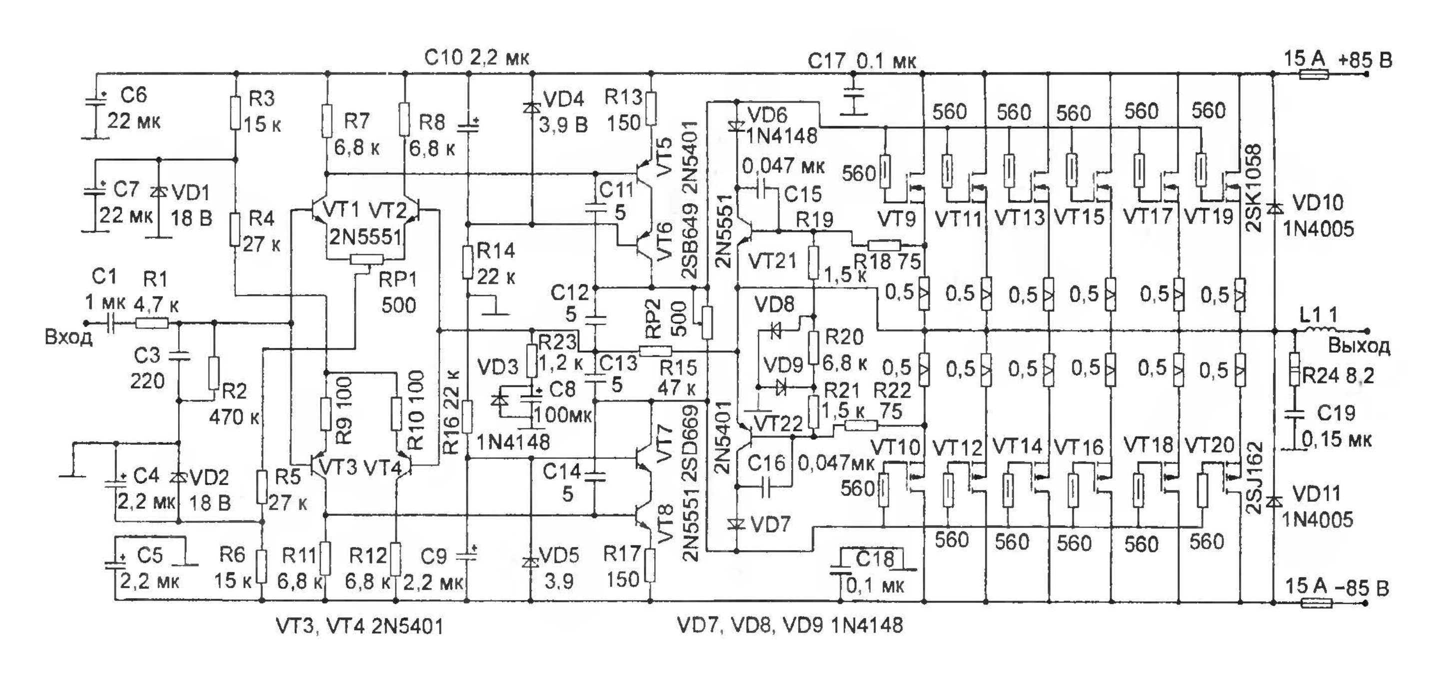



Рис. 5.34. Сценический УМЗЧ с выходной мощностью 550 Вт/4 Ом

К УМЗЧ музыкально-сценического назначения можно отнести модели 700B и 700II 1970-х годов фирмы Phase Linear, разработанные, как утверждают, Робертом Карвером (Robert Carver), который позднее основал фирму под своим именем, производящую УМЗЧ большой мощности. Устройства отличаются входной частью: 700B – полностью на дискретных транзисторах, 700II – на основе ИОУ. На рис. 5.35 приведена схема УМЗЧ типа 700B.

Усилитель 700B реализован по трехкаскадной схеме Лина. Входные каскады питаются от параметрического стабилизатора +20 В, чтобы обеспечить ослабление сетевых и сигнальных пульсаций. Рабочий ток входного дифференциального каскада (транзисторы VT1, VT2), равный 0,37 мА, задается фильтрующим делителем R52 R53 и резистором R6. Несмотря на небольшую крутизну преобразования при таком токе, в отсутствие линеаризующих эмиттерных резисторов коэффициент усиления входного каскада достигает 55 дБ. Это вынуждает применять параллельную частотную коррекцию (R5 C2), которая определяет низкочастотный полюс передаточной функции, но также и снижает максимальную скорость нарастания усилителя до 0,3 В/мкс Из-за большого номинала (68 кОм) коллекторных резисторов собственная линейность входного каскада оставляет желать лучшего (см. гл. 3).

Поэтому диодный ограничитель на встречно-параллельных диодах VD1, VD2 (с мягкой характеристикой из-за последовательного сопротивления R61) в коллекторной цепи практически не увеличивает и без того значительные искажения, но предотвращает мгновенное сгорание предохранителей в цепях питания (±100 В) при манипуляциях с входным разъемом или импульсных помехах. Аналогичные ограничители могут быть использованы для обеспечения условия динамической линейности.

Ток покоя второго каскада (VT3, VT4) примерно 2 мА. Коллекторной нагрузкой VT4 является диодное токовое зеркало (VD4, VD5) в цепи базы транзистора VT5 КУН, поэтому коэффициент ослабления второго каскада около 30 дБ. Ток покоя КУН с резистивной нагрузкой и вольтодобавкой около 20 мА, коэффициент усиления на *холостом ходу* примерно 44 дБ, без учета вольтодобавки. Таким образом, при коэффициенте передачи 33 дБ, глубина общей ООС в низкочастотной области не превышает 55 – 30 + 44 – 33 = 36 дБ. Конденсатор C7 формирует АЧХ трех каскадов усилителя в высокочастотной области, уменьшает выходное сопротивление КУН и повышает устойчивость, выводя выходной каскад с его нестабильным коэффициентом передачи из петли общей ООС на высоких частотах. Конденсаторы C5, C8 и C9 способствуют подавлению высокочастотных помех, проникающих из шин питания.

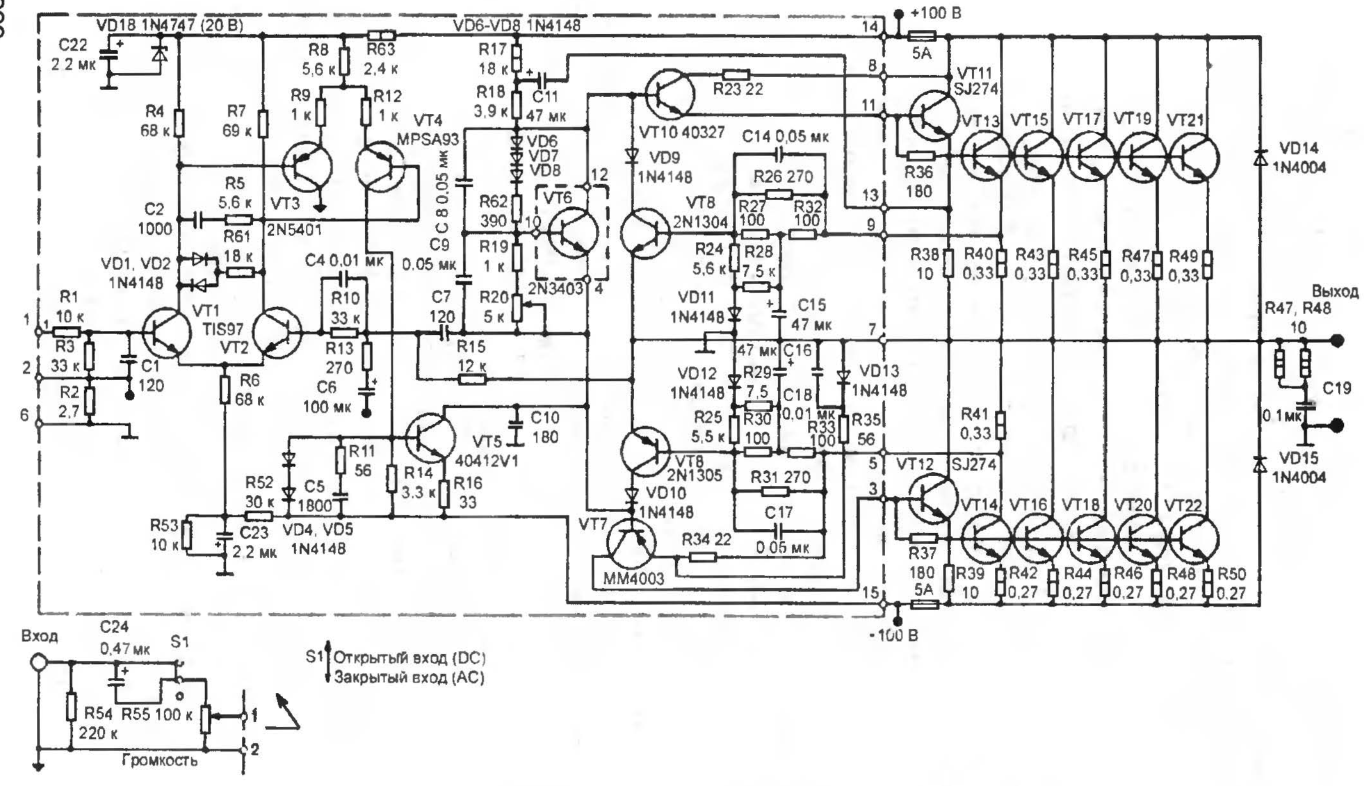



Рис. 5.35. Схема УМЗЧ типа 700В фирмы Phase Linear

Выходной каскад представляет собой квазикомплементарную «тройку» с инвертором на p-n-p–транзисторе Q7 и пятью парами выходных n-p-n–транзисторов. Низкое значение (10 Ом) эмиттерных резисторов предвыходных транзисторов VT11, VT12 необходимо для ускорения разряда совокупной входной емкости параллельных приборов (более 10000 пФ). Эмиттерные резисторы 0,33 Ом выравнивают токи мощных транзисторов, т. е. поровну распределяют между ними ток нагрузки. Выход УМЗЧ зашунтирован цепью Зобеля и оснащен защитными диодами. Эффективная схема защиты реализует многоскатную траекторию с мониторингом импеданса нагрузки. Ее особенностью является ограничение коротких импульсов тока с амплитудой более 5 х 0,7В/0,33 Ом = 10,6 А за счет ускоряющего конденсатора С14 (С17) и замедленная реакция на более продолжительную перегрузку, из-за наличия конденсатора С15 (С16). Номинальная выходная мощность составляет 400 Вт с.к.з./8 Ом при гармонических искажениях не более 2% (1кГц). К сожалению, из-за низкой скорости нарастания выходного напряжения полоса мощности не намного превышает 2 кГц, поэтому измерение искажений на более высоких частотах, при номинальной мощности, бессмысленно. Выходная 700-ваттная мощность достигается при амплитуде выходного напряжения 75 В на нагрузке 4 Ом и токе через каждый выходной транзистор менее 4 А. К середине 1970-х годов фирма Motorola уже производила n-p-n–транзисторы типа MJ15024 (250 В/16 А/250 Вт), поэтому обеспечение надежности УМЗЧ категории 700 с надлежащей схемой защиты не вызвало затруднений.

Появление в 1977 году широкополосных ИОУ с полевыми транзисторами на входе типа LF356, разработанных фирмой National Semiconductor, позволило выпустить модифицированный вариант УМЗЧ 700-ой серии, в котором данный ИОУ фактически заменил два первых каскада. На рис. 5.36 показана принципиальная схема платы усилителя 700II (400II), которая, в том же конструктиве, замещала плату УМЧЗ моделей 400 и 700 первой серии, а мощные узлы оставались без изменения.

Резерв усиления, обеспечиваемый ИОУ, вынуждал реализовать дополнительный каскад ОЭ на р-п-р–транзисторе с *ослаблением* сигнала. Этот каскад, к тому же, нагружен на виртуально заземленную базу транзистора КУН, поскольку тот охвачен местной ООС через конденсатор коррекции. Такое решение, использованное многими разработчиками, обеспечивало устойчивость УМЗЧ при сохранении (оставшегося от предыдущей модели) второго контура частотнозависимой местной ООС, охватывающей КУН и входные каскады. Ток покоя КУН снижен почти вдвое; упрощена схема защиты, но введен мониторинг питающих напряжений. Применение высококачественного ИОУ позволило не менее чем в пять раз снизить уровень гармонических искажений, расширить полосу мощности до верхней границы звукового диапазона частот, значительно улучшить статические параметры УМЗЧ.

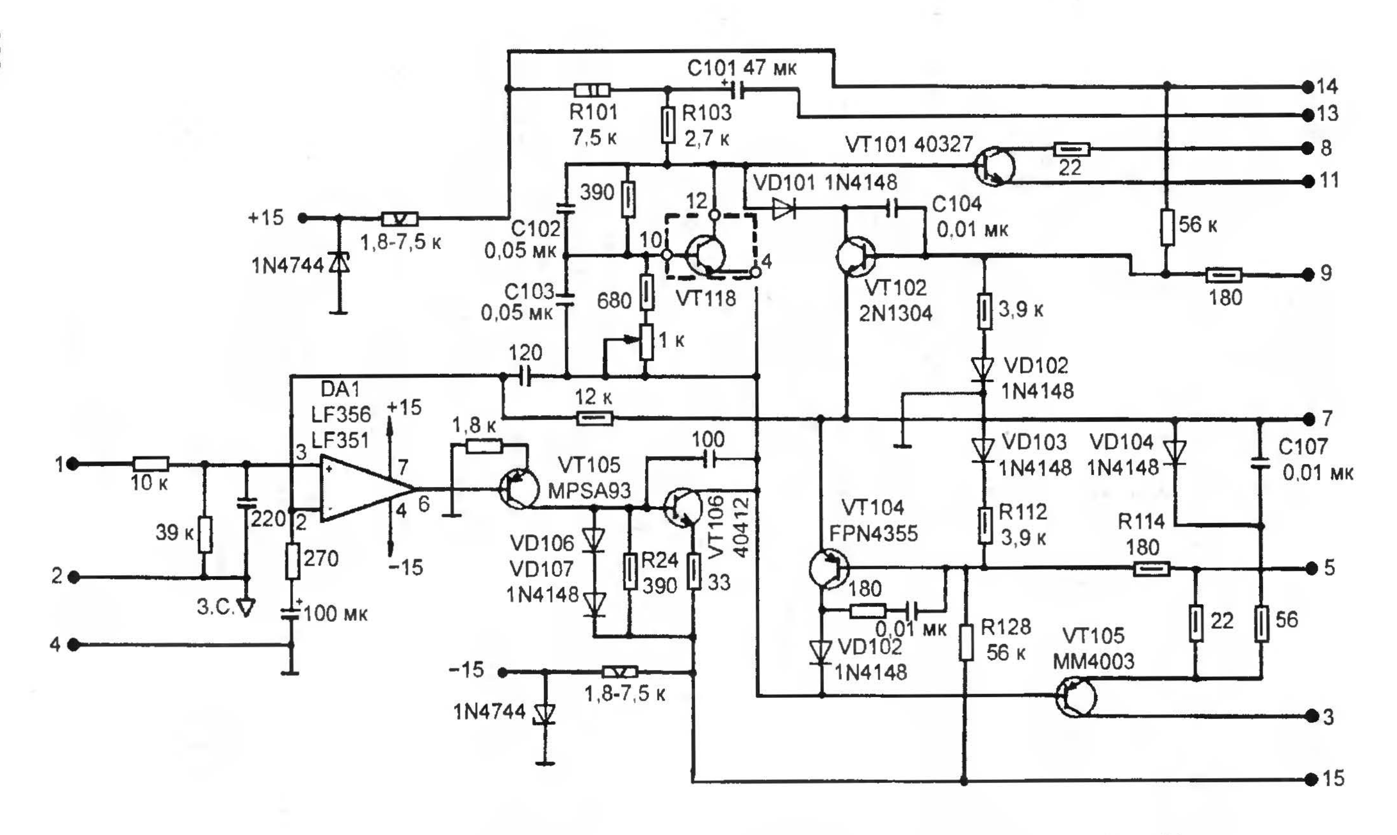



Рис. 5. 36. Принципиальная схема универсальной платы УМЗЧ типа 700II фирмы Phase Linear

На рис. 5.37 приведена схема 200-ваттного сценического УМЗЧ, в котором использовано последовательное включение выходных транзисторов. Аналогичные методы широко применялись в начале 1970-х годов, когда отсутствовали высоковольтные p-n-p–транзисторы. В данной схеме это сделано исключительно для обеспечения высокой надежности, так как максимальный размах выходного напряжения превышает паспортные параметры транзисторов. При помощи резистивных делителей R35, R36 и R43, R44 максимальное напряжение коллектор-эмиттер выходных и предоконечных транзисторов уменьшается вдвое. Кроме выравнивания токов эмиттеров за счет эмиттерных резисторов 0,47 Ом, выравниваются и базовые токи выходных транзисторов (резисторы 1,2 Ом в цепи выводов базы). Схема защиты отслеживает сумму падений напряжений на токоизмерительных резисторах всех выходных пар. Пороги срабатывания защиты подстраиваются потенциометрами R72, R73 раздельно для положительных и отрицательных токов нагрузки.

Транзисторы КУН запараллелены с целью снижения рассеиваемой мощности и удвоения крутизны преобразования при минимально допустимом, с точки зрения линейности, значении эмиттерных резисторов (22 Ом).

В сильноточном входном каскаде использованы каскоды (VT11, VT12) и параллельная частотная коррекция (R95C15, R94C18), а передаточная проводимость уменьшена для обеспечения приемлемой линейности (эмиттерные резисторы 221 Ом). Потенциометром R31 регулируется напряжение смещения УМЗЧ.

Коэффициент усиления КУН намеренно снижен нагрузочными резисторами R25 и R26, полоса пропускания ограничена параллельной частотной коррекцией R93C16, R92C17. Для уменьшения проникновения пульсаций в цепях питания входной части усилителя установлены RC-фильтры.

Схема УМЗЧ рис. 5.37 производит благоприятное впечатление продуманным балансом высокой прогнозируемой надежности, стабильности и качества звуковоспроизведения. Именно такими должны быть устройства профессионально-сценического назначения.

## Высококачественные УМЗЧ

В этом разделе мы рассмотрим примеры схем УМЧЗ, качество звучания которых может удовлетворить большую часть аудиофилов, предпочитающих неокрашенное, «прозрачное» звучание. Почти все эти устройства являются усовершенствованиями типовой схемы Лина, которую мы подробно анализировали в гл. 3.

На рис. 5.38 приведен график зависимости общих гармонических искажений «безупречного» УМЗЧ, разработанного Д. Селфом, при выходной мощности 40 Вт с.к.з./8 Ом, а на рис. 5.39 приведена его схема.

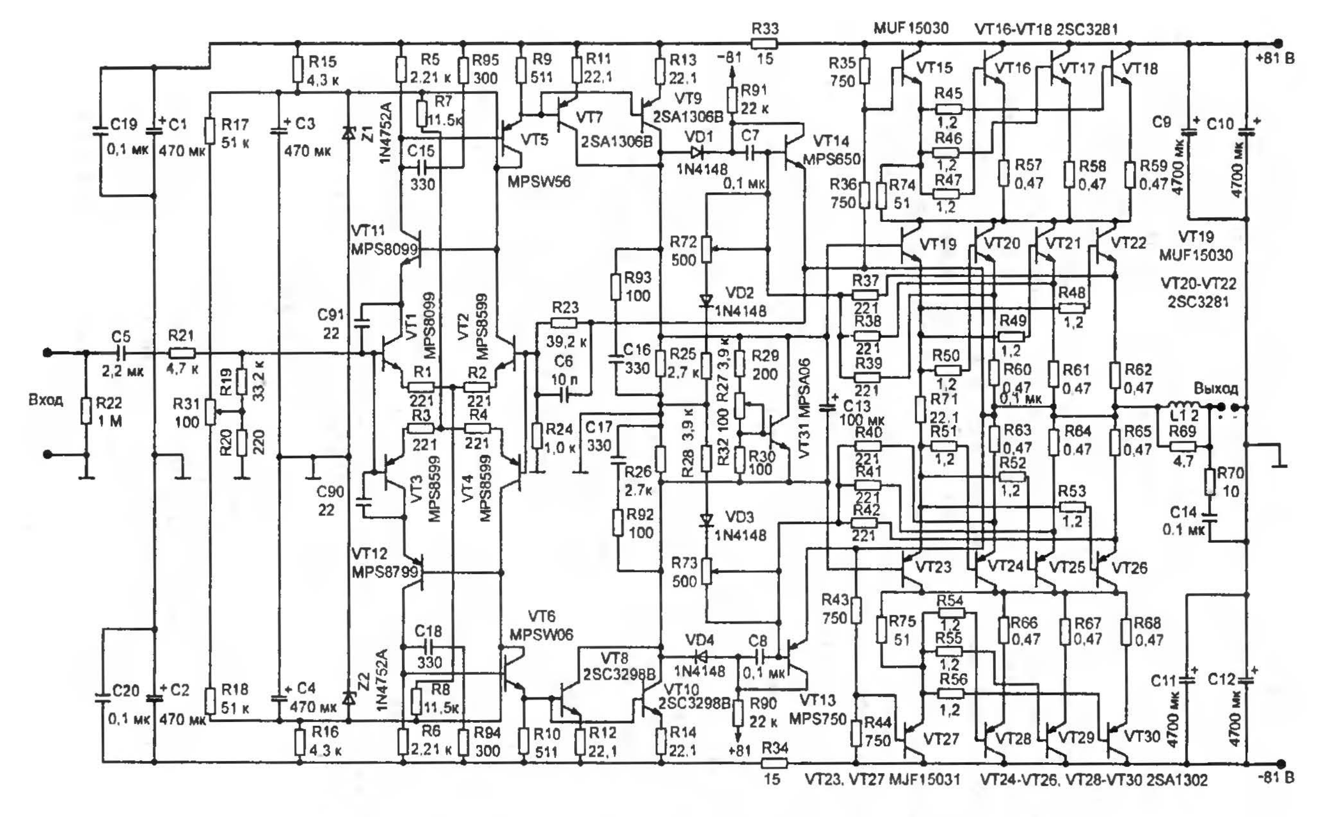



Рис. 5.37. Усилитель звуковой частоты мощностью 200 Вт с выходным каскадом на последовательно-параллельных биполярных транзисторах

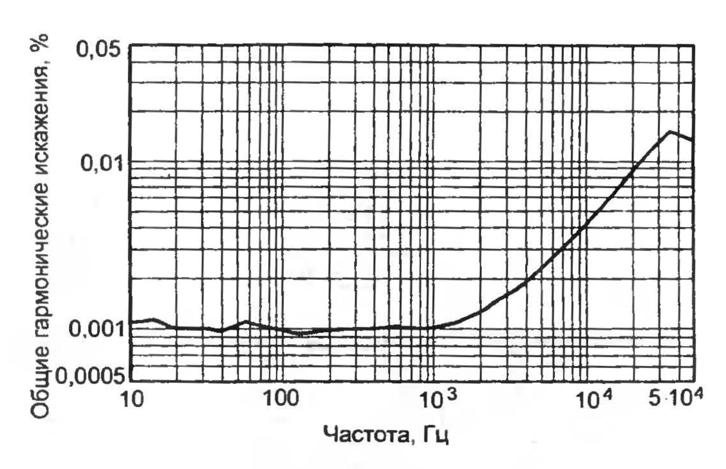



Рис. 5.38. Зависимость общих гармонических искажений УМЗЧ от частоты при выходной мощности 40 Вт/8 Ом

К сожалению, при нагрузке 4 Ом график искажений выходит за уровень 0,01% в верхней части звукового диапазона частот.

Схема УМЗЧ, приведенная на рис. 5.40, отличается от «безупречной» (см. рис. 5.39) выходным каскадом (использован КП с ООС), двухполюсной коррекцией АЧХ и построением ГСТ. Работа всех вариантов узлов была рассмотрена в гл. 3.

Можно ожидать, что указанные отличия обеспечат уверенную работу УМЗЧ при общих гармонических искажениях менее 0,01% во всем диапазоне импедансов высококачественных акустических систем. Однако на уровень интермодуляционных искажений они почти не влияют: он остается в районе 0,03 ... 0,1%, в зависимости от методики измерения, т. е. в 3 – 10 раз превышает уровень общих гармонических искажений.

По утверждению разработчика, только применение двухполюсной частотной коррекции в схеме рис. 5.39 снизило на частоте 50 кГц искажения второй гармоники до 0,0014%, а третьей – до 0,00052%. Общие гармонические искажения на частоте 20 кГц составили примерно 0,0009% при номинальной выходной мощности и нагрузке 8 Ом. (Однако методика измерения искажений не приводится.)

С таким уровнем паразитных гармоник усовершенствованный «безупречный» усилитель можно было бы отнести к *прецизионным* устройствам, если выяснить его возможности при 4-омной нагрузке и подавить интермодуляцию в КУН, построив его на основе каскодной схемы.

Транзисторы VT4, VT17 ограничивают ток КУН при срабатывании схемы защиты. Диод VD1, шунтирующий блокировочный конденсатор C7, ускоряет выход УМЗЧ из аварийных режимов, предотвращая

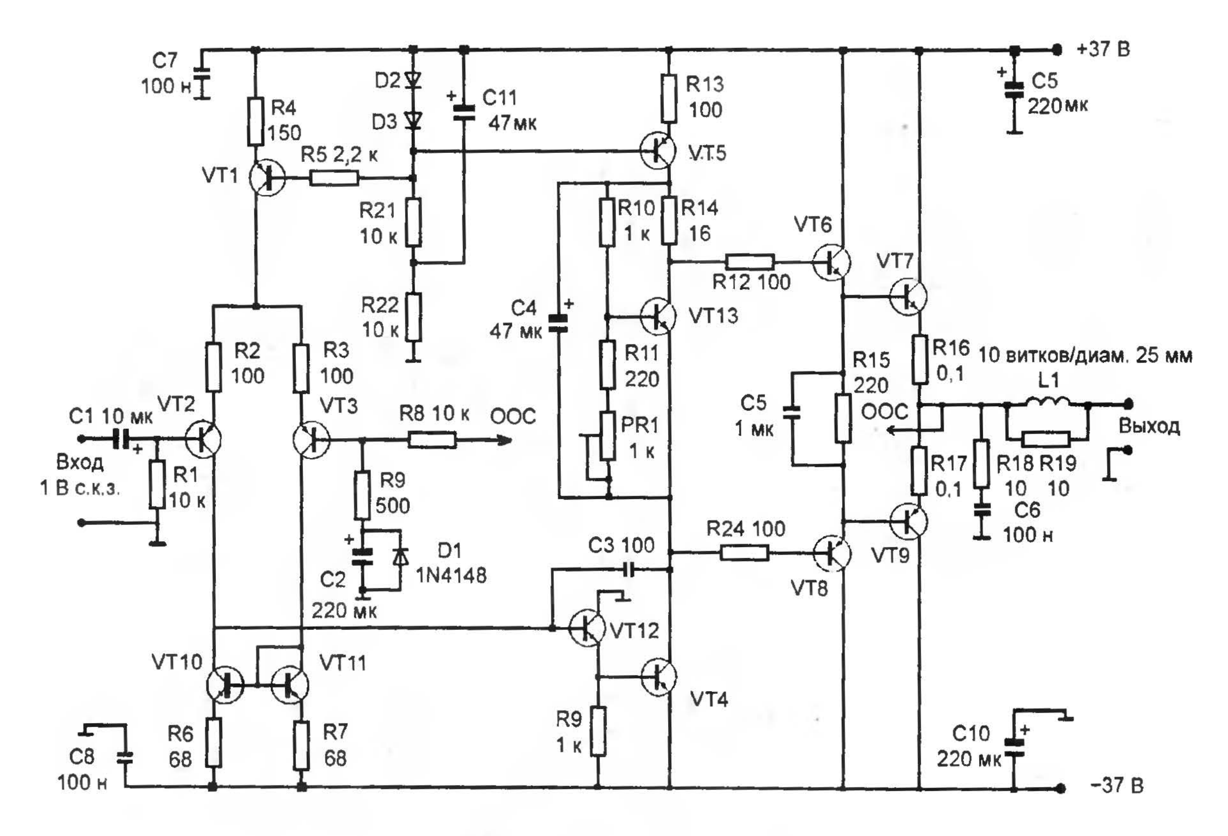



Рис. 5.39. «Безупречный» УМЗЧ Дугласа Селфа

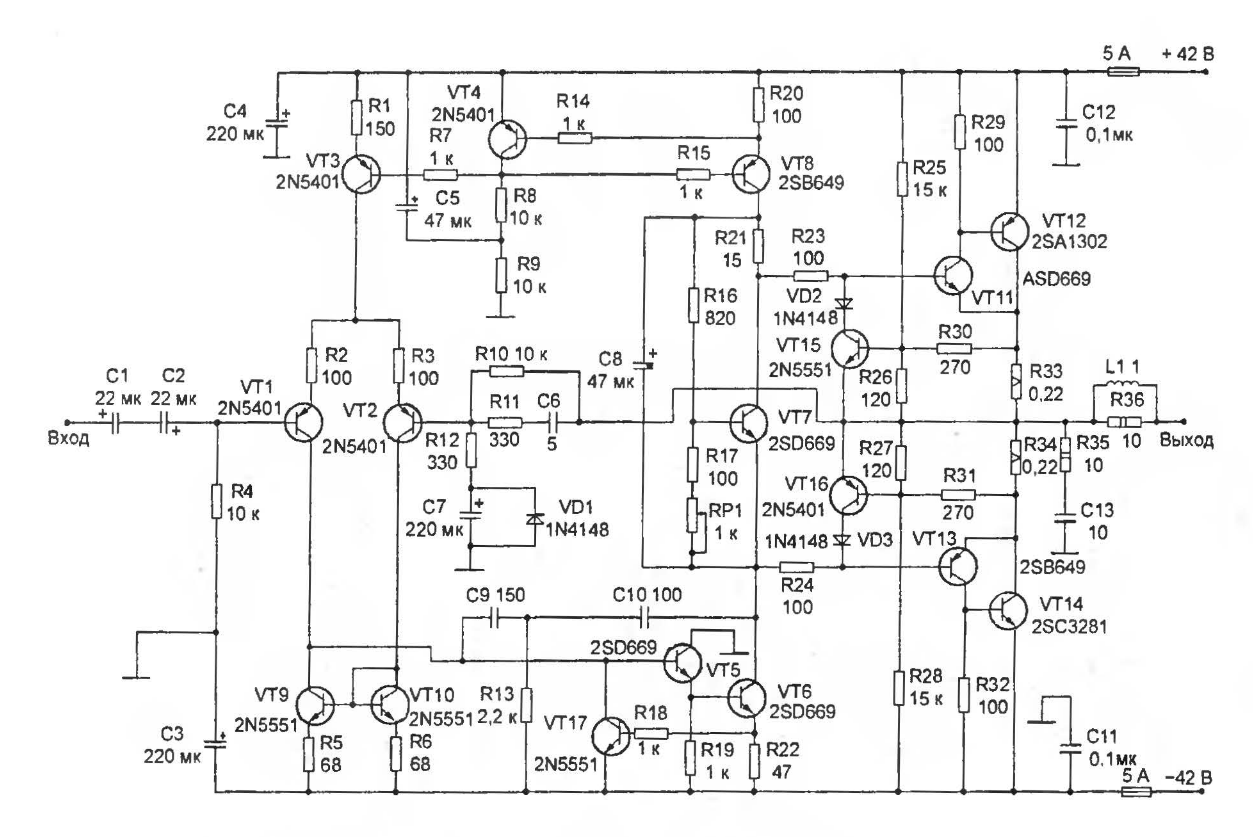



Рис. 5.40. Усовершенствованный Р.Слоуном «безупречный» УМЗЧ

глубокое насыщение входного каскада и переполюсовку электролитического конденсатора C7.

Защита выходного каскада от перегрузки осуществляется типовой схемой, реализующей односкатную траекторию. Предоконечные транзисторы, генератор смещения VT17 и выходные транзисторы впаиваются в печатную плату вертикально и устанавливаются на теплоотвод с тепловым сопротивлением равным примерно 0,8°С/Вт. Точность мониторинга температуры можно повысить, установив транзистор VT17 и предоконечные транзисторы на отдельный теплоотвод, но использованный метод является удовлетворительным благодаря умеренной рассеиваемой мощности ВК на комплементарном повторителе с ООС. Пару выходных транзисторов MJ15003/MJ15004 (VT12, VT14) можно заменить на 2SA1302/2SC3281, соответственно. Входные электролитические конденсаторы C1 и C2 лучше заменить одним пленочным, например, типа К73-17, емкостью 4,7 мкФ на напряжение 63 В; эта рекомендация относится ко всем рассматриваемым схемам.

В приложении А приведены рисунки расположения элементов и обеих сторон печатной платы для данного УМЗЧ, разработанные Р.Слоуном. Земли сигнала и питания на плате УМЗЧ объединены, поэтому разводка нуждается в исправлении.

В схеме УМЗЧ, показанной на рис. 5.41, используется выходной каскад, развивающий выходную мощность приблизительно 140 Вт с.к.з. на 8 Ом. Искажения, обусловленные нагрузкой каскодного КУН, уменьшены при помощи дополнительного буферного каскада на транзисторах VT14 и VT16, инклюзивная частотная коррекция не включает в себя выходной каскад на основе ЭП, который и без нее вполне устойчив. Основным преимуществом использованной схемы КУН является более высокий коэффициент подавления пульсаций питающих напряжений, а также меньшие интермодуляционные искажения (SMPTE).

Типовое отношение сигнал/шум усилителя по схеме рис. 5.41 приближается к –100 дБ при общих гармонических искажениях равным примерно 0,008% в звуковом диапазоне частот. Транзистор смещения VT9 должен быть установлен на теплоотвод выходного каскада, поскольку тот реализован по схеме эмиттерного повторителя. Предоконечные транзисторы VT14 и VT16 нуждаются в теплоотводах любой стандартной (для корпусов ТО-220) конструкции. Рисунок печатной платы и расположения элементов для схемы рис. 5.40 приведен в Приложении А.

Если во входной каскад схемы рис. 5.40 добавить токовое зеркало и реализовать двухполюсную коррекцию, как в схеме рис. 5.41, то усилитель будет почти совершенным воплощением топологии Лина. Нечто подобное сделал Р.Слоун в схеме УМЗЧ, представленной на рис. 5.42.

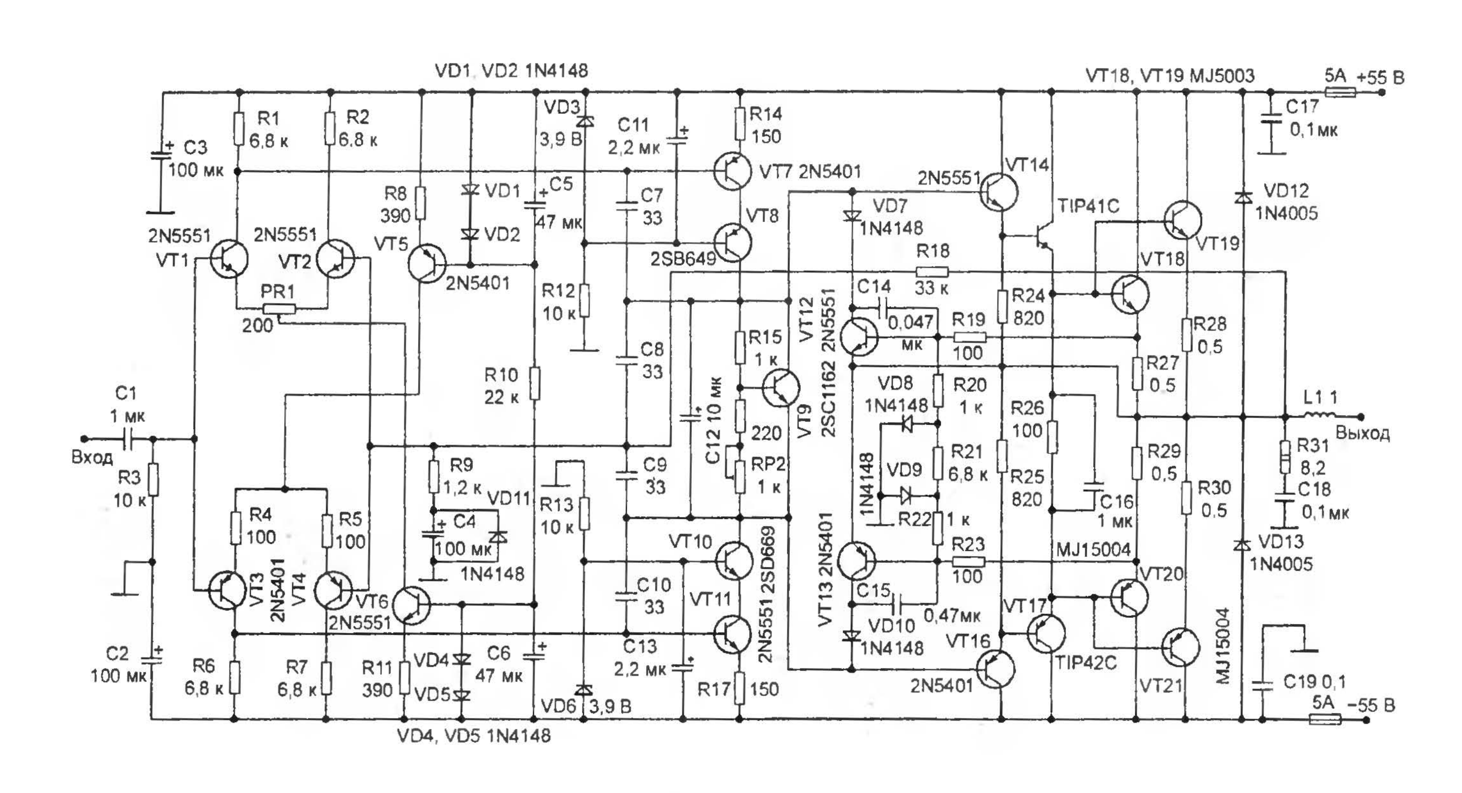



Рис. 5.41. Вариант усилителя Р.Слоуна с каскодным КУН

Комбинация входного каскада с зеркальной топологией и каскодного КУН с эмиттерным повторителем на входе, по замыслу разработчика, «выжимает» низкие искажения из выходного каскада на эмиттерных повторителях, снабженного, к тому же, ускоряющим конденсатором C15 уменьшающим искажения переключения.

Существует совокупность факторов, которые, теоретически, могут содействовать получению почти предельного для топологии Лина уровня общих гармонических искажений. Исключение буферного каскада, разгружающего КУН в предыдущей схеме, компенсируется усовершенствованной схемой КУН, обеспечившей снижение его выходного сопротивления и повышение скорости нарастания. Это приводит к уменьшению фазового сдвига  и позволяет повысить глубину ООС на высоких частотах без риска появления неустойчивости (использование предоконечных транзисторов VT22 и VT23 с малой входной емкостью также этому способствует). По этой причине площадь усиления может быть расширена для повышения глубины общей ООС в высокочастотной области. Крутизна входного каскада также увеличена, что обеспечивает существенно бóльшее разомкнутое усиление в низкочастотной области. Такие «вольности» с запасом по фазе позволяют только внутренне стабильные выходные каскады на эмиттерных повторителях. Результатом является снижение общих гармонических искажений в области высоких частот. Хотя общие гармонические искажений составляют 0,0029% на частоте 1 кГц,  они утраиваются в конце звукового диапазона, достигая примерно 0,009% на 20 кГц (8-омная нагрузка). При указанных на схеме напряжениях питания максимальная выходная мощность составляет 137 Вт с.к.з./8 Ом.

Вполне понятно, что уровень искажений превысит 0,01% (с.к.з.) с нагрузкой 4 Ом, как и у приведенных выше схем УМЗЧ: глубины общей ООС для компенсации резко возросшей нелинейности выходного каскада уже не хватает.

Посмотрим, удастся ли решить проблему, комбинируя выходные каскады в классе А и В в одной схеме, как это сделано в престижной модели усилителя мощности SU-V90D фирмы Matsushita Electric (торговая марка Technics).

На рис. 5.43 приведена его упрощенная принципиальная схема.

Данная схема отдаленно напоминает «Вегу 50У-122С»: плавающее питание ±7,7 В для ИОУ  (IC501)  усилителя тока обеспечивается двухполярным стабилизатором напряжения, средняя точка которого подключена к выходу усилителя напряжения. Однако на этом сходство заканчивается, так как оба усилителя охвачены общей ООС через резистор R405. Усилитель напряжения реализован на ИОУ (IC401), стандартном КУН (токовое зеркало ОБ+ОЭ с нагрузкой в виде ГСТ) и выходном каскаде на эмиттерных повторителях, работающем в классе А при токе 300 мА.

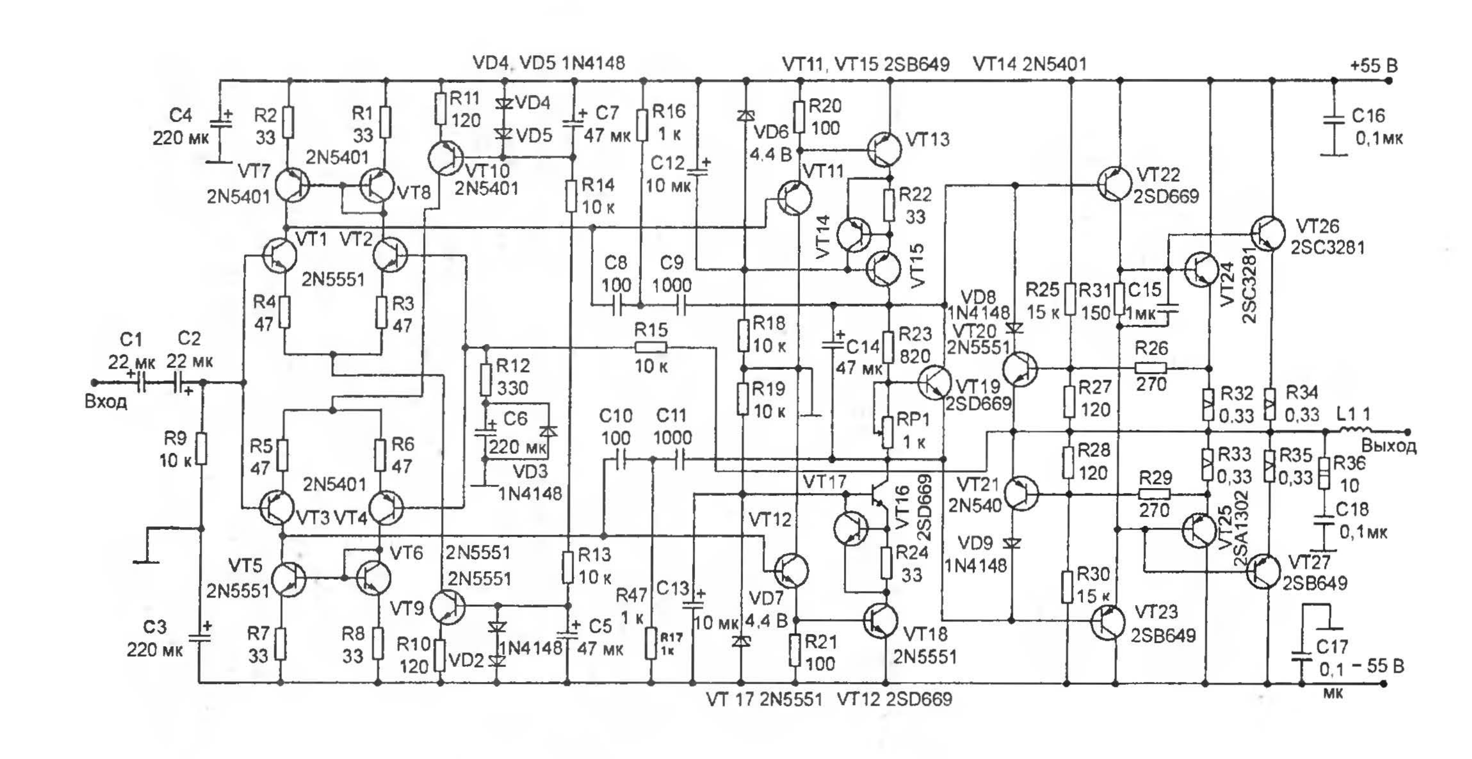



Рис. 5.42. Почти совершенный УМЗЧ по схеме Лина

Рис. 5.43. Упрощенная схема левого канала УМЗЧ Technics SU-V90D; напряжения питания ±65 В (нестабилизированные)

Усилитель тока обеспечивает требуемый ток нагрузки при больших амплитудах. Выходные токи двух усилителей суммируются на резисторах R567, R573, R569 в пропорции примерно 1:10. Индуктивность L551 балансирует выходной делитель на высоких частотах. Сигнал общей ООС снимается после точки суммирования. Переходные искажения УМЗЧ минимальны, так как усилитель напряжения работает в классе А.

Коэффициент передачи УМЗЧ составляет 30 дБ. Частота среза не зависит от параметров усилителя тока, но, как и петлевое усиление, может изменяться под влиянием нагрузки, поэтому цепь Зобеля частично выполняет функции параллельной частотной коррекции. Усилитель тока охвачен местной ООС через R503 и имеет сглаженную резонансную характеристику усиления (до 19 дБ) в звуковой области (R505C505), а цепь R507C511R501C501 компенсирует возникающий из-за этого фазовый сдвиг. Динамические характеристики ИОУ, используемого в усилителе тока, не должны накладывать ограничений на быстродействие усилителя при больших сигналах, поэтому в качестве IC501 использован широкополосный прибор с входным каскадом на полевых транзисторах.

Максимальная скорость нарастания выходного напряжения, разомкнутый коэффициент усиления и статические параметры УМЗЧ определяются ИОУ IC401 на входе усилителя напряжения. Полоса пропускания усилителя 150 кГц, полоса мощности 60 кГц (100 Вт/8 Ом), что соответствует скорости нарастания выходного

напряжения 15 В/мкс. Общие гармонические искажения в звуковом диапазоне частот 0,002% при выходной мощности 100 Вт с.к.з. гарантируются *только* для нагрузки 8 Ом как и интермодуляционные искажения 0,005% (SMPTE). (Для измерений использовался цифровой анализатор спектра типа HP3045.) Таким образом, сложный комбинированный усилитель также не обеспечивает требуемую линейность при малых сопротивлениях нагрузки, но при 8-омной нагрузке его можно отнести к *прецизионным* устройствам.

В схеме УМЗЧ рис. 5.44, разработанной П. Зуевым и опубликованной в 1989 г., сделана одна из немногих, известных мне, грамотных попыток применения *вложенных* контуров ООС. В этом ее основное отличие от усилителей Сухова и С. Агеева, разработанных на основе схемы немецкого конструктора Видерхолда (M.Wiederhold, RFE, №14,1977).

Дискретная часть усилителя представляет собой стандартную схему Лина (см. рис. 3.1) с упрощенным входным каскадом: правый, по схеме, p-n-p–транзистор дифференциального каскада (эмиттерный повторитель) отсутствует, а сигнал ООС подается непосредственно в эмиттер оставшегося p-n-p–транзистора. К этому неинвертирующему усилителю «пристроен» ИОУ, и все вместе охвачено общей последовательной ООС по напряжению, которая подается на инвертирующий вход интегрального усилителя.

Первый (слева направо) вложенный контур ООС – частотнозависимая цепочка R5,C3, обеспечивающая спад усиления ИОУ, начиная с частоты 1,5 МГц. Отметим, что сам интегральный усилитель типа К544УД2 (*функциональный* аналог LF357) скорректирован на единичное усиление (выводы 1 и 8 замкнуты между собой), что не является для него оптимальным режимом работы (значительно возрастают все виды искажений). В принципе, коэффициент передачи УМЗЧ (25 дБ) позволяет применить (без снижения устойчивости) неполную частотную коррекцию ИОУ, рассчитанную на коэффициент усиления 25 – 12 = 13 дБ.

Второй вложенный контур ООС охватывает фактически двухкаскадный КУН (VT1, VT3) с динамической нагрузкой в виде ГСТ (VT2) и выходной каскад – «тройку». Внутри этого контура существует частотнозависимая местная ООС через конденсатор коррекции С4, номинал которого определяет частоту среза второго контура и, к сожалению, усилителя в целом. Внутри второго контура также существует вложенный контур ООС в каждом плече предвыходного каскада, реализованного на комплементарном повторителе с ООС.

В гл. 3 мы рассматривали возможные неприятности, возникающие при построении многокаскадных усилителей с линеаризованными при помощи местной ООС каскадами.

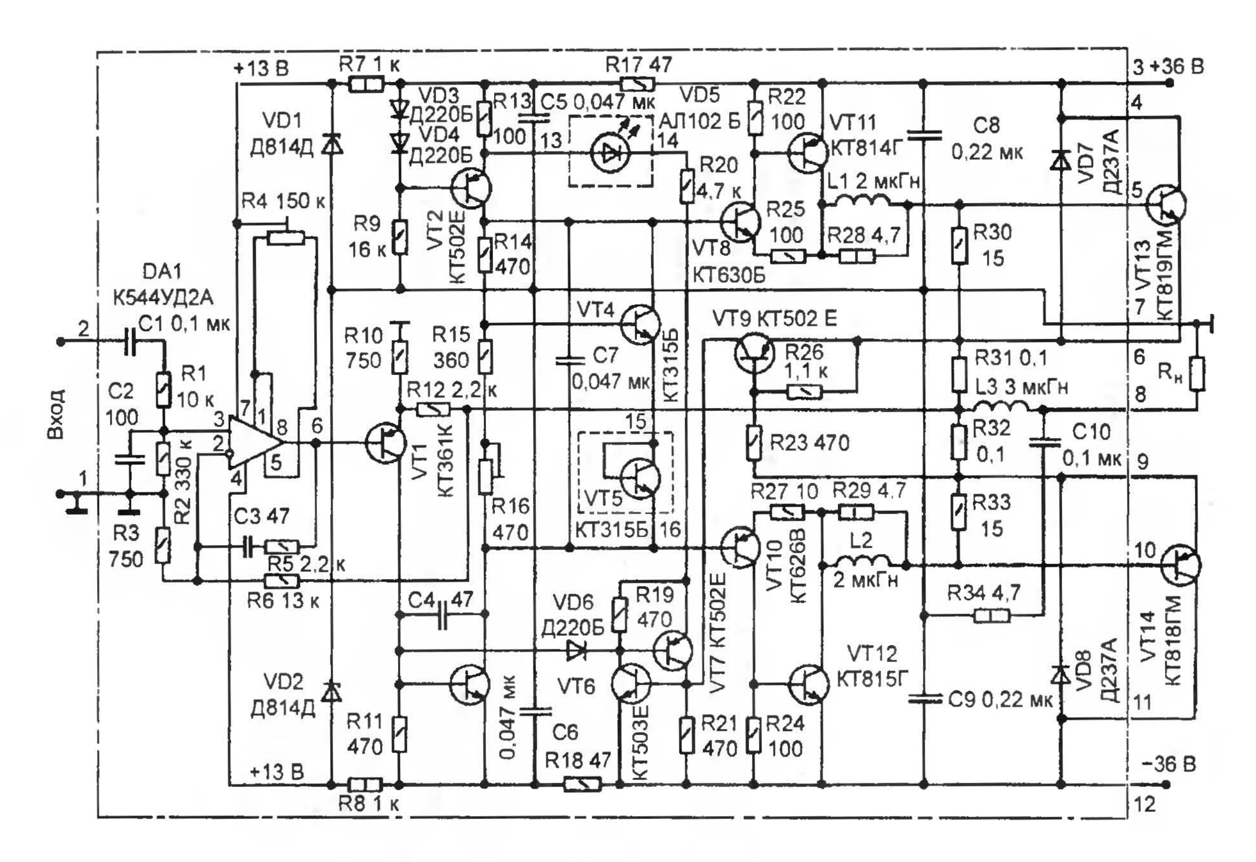



Рис. 5.44. Усилитель Зуева с вложенными контурами ООС

Описываемая конструкция потребовала от разработчика формирования сквозной АЧХ и ФЧХ усилителя с ювелирной точностью: фазовые сдвиги вложенных иерархических контуров, охватываемых общей ООС через резистор R6, практически не оставляют запаса по фазе в районе частоты среза (4 МГц), поскольку скорость спада АЧХ за полосой пропускания усилителя (700 кГц без входного НЧ-фильтра) превышает 20 дБ/дек.

Коэффициент передачи от базы транзистора VT1 до выхода равен 12 дБ (4 В/В), коэффициент усиления от базы VT3 в низкочастотной области примерно 63 дБ, с локальным пиком около 8 дБ на частоте 1 МГц. Изменение емкости конденсатора С4 *в любую сторону* нарушает хрупкое равновесие фазовых сдвигов. Частотная характеристика КП с ООС тоже имеет опасный максимум, но несколько выше по частоте; глубина местной ООС приближается к 20 дБ. Устойчивость предвыходного каскада повышает защитная RL-цепочка (R28L1 и R29L2, соответственно), изолирующая, в некоторой степени, большую входную емкость выходных транзисторов.

Скорость нарастания УМЗЧ и статические параметры (напряжение смещения подстраивается резистором R4) определяются ИОУ. В такой структуре условие динамической линейности должно выполняться для *каждого* вложенного контура ООС отдельно и для усилителя в целом. Читатели, при желании, могут проверить это самостоятельно.

По утверждению разработчика, общие гармонические искажения не превышают 0,01% в звуковой полосе частот при выходной мощности 70 Вт с.к.з. на 4-омной нагрузке. Об интермодуляционных искажениях нет ни слова. Можно предположить, что значительные комбинационные составляющие, возникающие в неоптимальном, с точки зрения линейности, КУН и выходном каскаде дискретной части УМЗЧ будут ослаблены за счет входного ИОУ. Интермодуляция интегрального усилителя К544УД2 будет *усилена* на 12 дБ выходным усилителем. Поэтому собственная линейность ИОУ в данной схеме имеет решающее значение.

## Прецизионные УМЗЧ

В начале этого раздела хотелось бы привести красивую схему (рис. 5.45) очень быстродействующего (заявлена скорость нарастания 300 В/мкс) УМЗЧ с комплементарными вертикальными МОП-транзисторами в выходном каскаде, опубликованную в журнале Audio Design. Хотя это устройство лишь с натяжкой можно отнести к категории прецизионных усилителей, основные решения, использованные разработчиком, указывают направления, по которым возможно совершенствование типовых УМЗЧ.

Усилитель мощности звуковой частоты близок к типовой топологии Лина, входной каскад с токовым зеркалом и каскодный КУН построены по зеркальной схеме. В комбинированном выходном каскаде предоконечные эмиттерные повторители буферизуют выходные истоковые повторители, причем попарно: разработчик не поскупился на два дополнительных биполярных транзистора для уменьшения нагрузочной емкости эмиттерных повторителей. Номиналы антипаразитных резисторов в цепи затворов МОП-транзисторов снижены до предельно малых значений в 33 Ом. Введены ускоряющие конденсаторы С16, С17. Такое решение выходного каскада оптимально с точки зрения быстродействия.

Максимальный выходной ток УМЗЧ ограничен при помощи двухступенчатого ограничения напряжения на затворах выходных транзисторов. Первая ступень, с более мягкой характеристикой ограничения, реализована на последовательно включенных прямосмещенных диодах и 12-вольтовых стабилитронах в каждом плече выходного каскада.

Во второй ступени использована популярная (в источниках питания) микросхема шунтирующего стабилизатора напряжения типа TL431 (фактически, управляемого стабилитрона), порог срабатывания которого термокомпенсирован транзисторами в диодном включении (VT27 – VT30) и регулируется переменным резистором R21. Этим же резистором устанавливается ток покоя выходных транзисторов. За счет малого динамического сопротивления ИМС в режиме пробоя (0,2 Ом) напряжение между базами предвыходных резисторов, а следовательно на затворах мощных транзисторов, жестко стабилизировано. Конденсатор С12 сглаживает высокочастотные пульсации схемы смещения.

В выходном каскаде МОП-транзисторы питаются нестабилизированными напряжениями ±48 В. Предоконечные ЭП и остальная часть УМЗЧ подключены к *стабилизированному* источнику питания ±55 В. Цепи питания выходных транзисторов снабжены многочисленными блокировочными конденсаторами, причем керамические конденсаторы специально изображены вблизи стоков МОП-транзисторов, чтобы подчеркнуть их расположение в конструкции УМЗЧ.

Для предотвращения глубокого насыщения транзисторы токового зеркала входного дифференциального каскада и каскоды КУН оборудованы диодными ограничителями, не позволяющими напряжению коллектор-база упасть ниже 0,7 В (с учетом знака и проводимости транзистора), что исключает затягивание переходных процессов.

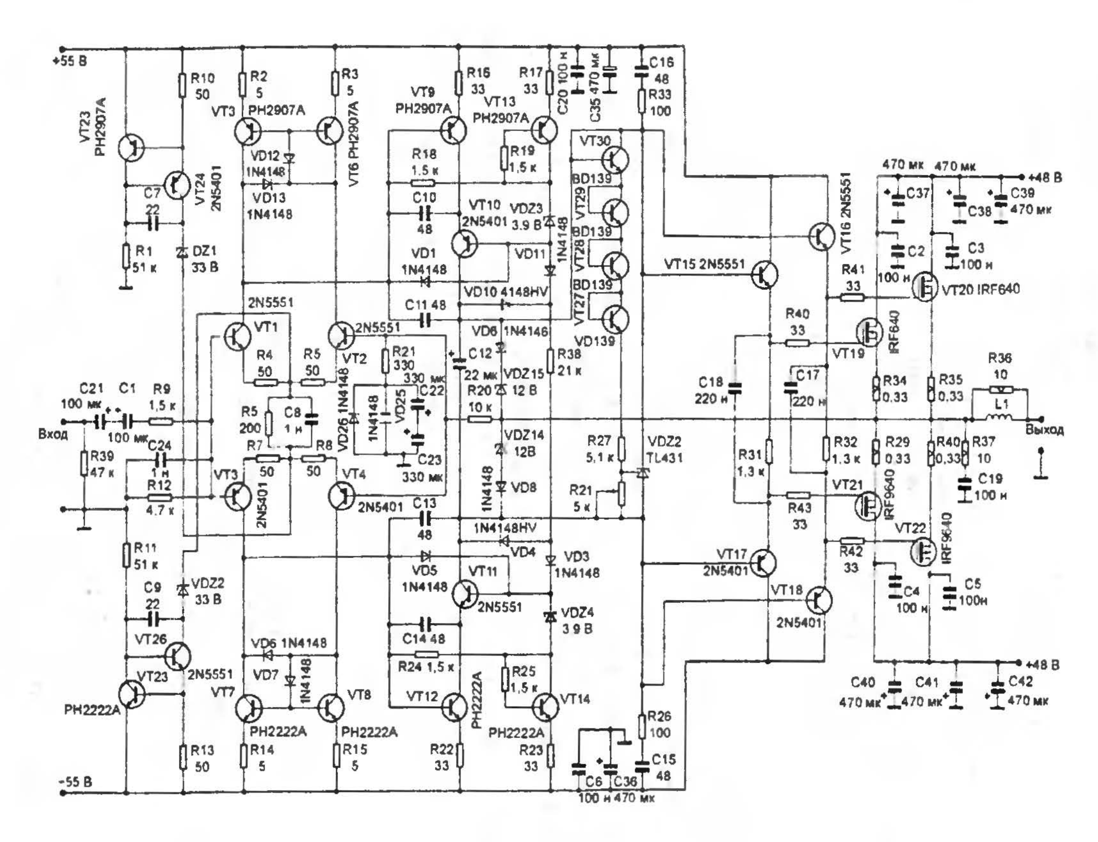



Рис. 5.45. Быстродействующий УМЗЧ с выходным каскадом на вертикальных МОП-транзисторах

Диоды VD1 и VD5 увеличивают скорость нарастания за счет подкачки импульсного тока в базы соответствующих каскóдов КУН, способствуют выравниваю мощностей, рассеиваемых транзисторами дифференциального каскада и подавляют эффект Миллера, ограничивая размах напряжения на коллекторах VT1 и VT3. Благодаря этим же диодам, два из шести действующих конденсаторов коррекции КУН (C10 и C14), практически не перезаряжаются при переходных процессах, так как напряжение на них меняется в малых пределах. Указанные меры позволили достичь реальную скорость нарастания выходного напряжения +320 и –300 В/мкс в режиме ограничения (размах входного импульсного сигнала 6 В), что несколько выше расчетного (линейного) значения 280 В/мкс для рабочего тока входного каскада 13,4 мА. Диоды VD4, VD10, помеченные на схеме HV, должны выдерживать обратное напряжение выше паспортного, т. е. требуют предварительного отбора.

Стабилитроны VDZ1, VDZ2 уменьшают тепловыделение в ГСТ (VT23, VT24 и VT25, VT26). Следует отметить, что симметрия такого входного каскада в значительной мере зависит от тонкого баланса токов этих ГСТ, для обеспечения которого, к сожалению, не предусмотрено никаких специальных мер. Цепочка R5,C8 в некоторой степени компенсирует синфазную нелинейность входного каскада. Коэффициент передачи УМЗЧ от входа до выхода составляет 27,6 дБ, что, за счет входного делителя R9, R12, на 2,4 дБ меньше коэффициента передачи собственно усилителя, заданного резисторами цепи общей ООС R20,R21. Полоса пропускания УМЗЧ зачем-то ограничена входным НЧ-фильтром R9C24 значением 107 кГц, что не позволяет реализовать минимальную фазовую погрешность в звуковом диапазоне частот. Это тем более странно, учитывая, что условие динамической линейности выполняется с запасом.

При выходной мощности 100 Вт с.к.з./8 Ом и токе покоя выходного каскада 150 мА измеренные разработчиком общие гармонические искажения составили 0,018% на частоте 20 кГц (с.к.з., до 4-ой гармоники включительно), если выходное сопротивление источника сигнала не превышало 5 кОм. При выходной мощности 0,4 Вт с.к.з./8 Ом искажения составляли 0,0043% на частоте 20 кГц. Порог чувствительности измерительной системы в полосе 80 кГц был эквивалентен 0,003% (с.к.з.). Интермодуляционные искажения вообще разработчиком не упоминаются, но они будут ощутимы (до 0,1%, SMPTE), так как рабочий ток КУН составляет примерно 20 мА.

На рис. 5.46 приведена принципиальная электрическая схема усилителя УМВТ84 в том виде, в котором она была опубликована в журнале «Приборы и техника эксперимента» в 1988 году.

Основные параметры усилителя, реализованного по приведен-

ной выше схеме, следующие: номинальная амплитуда выходного напряжения 20 В, номинальное активное сопротивление нагрузки 4 Ом; полоса пропускания по уровню 0 дБ составляет 500 кГц; полоса пропускания 1 МГц; полоса мощности 100 кГц; скорость нарастания, измеренная на импульсном сигнале со скважностью 5, 100 В/мкс; время установления выходного напряжения 10 В с погрешностью 1% от установившегося значения 2 мкс; векторная (линейная) погрешность на частоте 20 кГц при выходной мощности 27 Вт не более 0,1%; коэффициент передачи примерно 5 В/В (14 дБ); приведенный ко входу *размах* напряжения шума в полосе 10 Гц...10 кГц не более 50 мкВ. Статические параметры определяются ИОУ типа К153УД2 (полный аналог LM101).

После настройки при помощи триммера С5 максимально возможной глубины ООС усилителя, автору не удавалось отличить нелинейные искажения, вносимые УМВТ84 в звуковой полосе частот, от искажений тщательно настроенного и поверенного генератора синусоидальных сигналов Г3-102, даже с дополнительной фильтрацией шума и основной частоты на выходе измерителя С6-7. Еще сложнее было измерить интермодуляционные искажения, как высокочастотные, так и низкочастотные: анализатор гармоник С1-4 (ламповый прибор невероятного веса и габаритов) с полосой пропускания 1 Гц, снабженный дополнительными входными фильтрами, не определял наличия комбинационных составляющих на фоне шума. Поэтому в спецификации УМВТ84 было записано: общие гармонические и интермодуляционные искажения *менее* 0,01%. Поставленная цель – реализовать УМЗЧ, который не вносит в усиливаемый сигнал паразитных спектральные составляющие, превышающие нормальный уровень случайной помехи (шума), была достигнута.

Усилитель УМВТ84 выполнен по схеме с параллельным высокочастотным каналом усиления, состоящего из двух последовательно включенных широкополосных повторителей напряжения: истокового (VT1) и эмиттерного (VT2). Большой выходной ток эмиттерного повторителя обеспечивает быстрый перезаряд емкостей в точках суммирования каналов (базы транзисторов VT5 и VT9), а следовательно высокой скорости нарастания выходного напряжения. Конденсаторы С6 и С7 развязывают параллельные каналы по постоянному току.

Низкочастотный канал реализован на ИОУ М1 и транзисторах Т3, Т4 по схеме ОБ. Подстроечным конденсатором С5 в цепи частотной коррекции ИОУ устанавливается максимально возможная глубина ООС всего усилителя на частоте 20 кГц, при этом время установления для зоны погрешностей 1% не должно быть больше значения $5/f_{ср.оос}$.

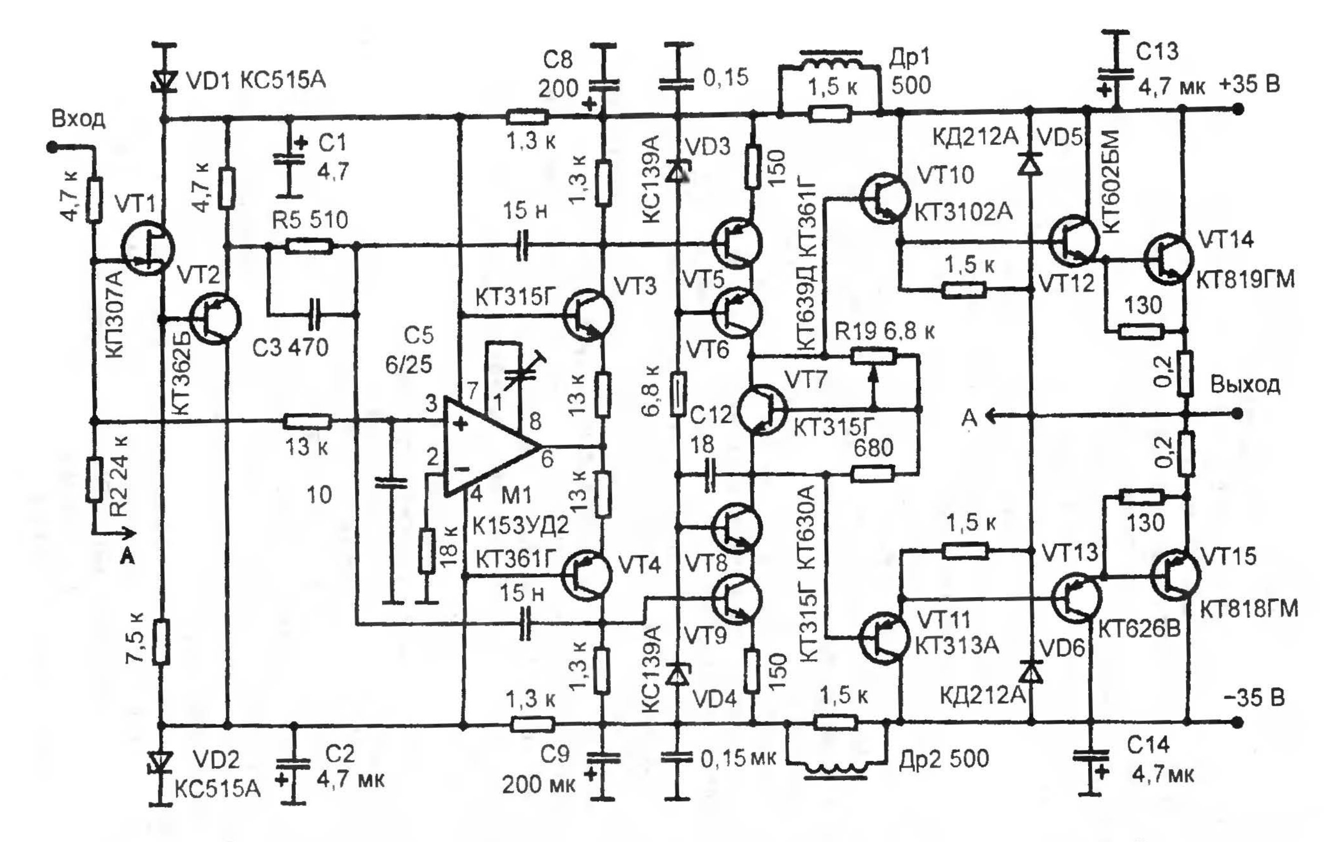



Рис. 5.46. Усилитель УМВТ84, вариант с номинальной выходной мощностью 50Вт/4 Ом

Размах переменного напряжения на выходе M1 не превышает 0,5 В на частоте 20 кГц при номинальной выходной мощности усилителя, поэтому ограничения по скорости нарастания выходного напряжения ИОУ не происходит. Стабилизация M1 по постоянному току обеспечивается общей параллельной ООС через резистор R2. Напряжение смещения и температурный дрейф УМЗЧ полностью определяются соответствующими параметрами интегрального усилителя, так как ток затвора полевого транзистора VT1 более чем на порядок меньше входного тока данного ИОУ.

Фазовый сдвиг, вносимый ИОУ на высоких частотах, компенсируется высокочастотным каналом усиления, поэтому АЧХ усилителя в высокочастотной области определяется в основном параметрами единственного широкополосного КУН (транзисторы VT5, VT6, VT8, VT9), что обеспечивает необходимый запас устойчивости и высокое значение частоты среза по основному контуру ООС. Каскад усиления напряжения выполнен по каскодной схеме, имеет коэффициент усиления более 60 дБ на частоте 20 кГц и практически не вносит интермодуляционных искажений («рецепт» уже обсуждался: небольшой рабочий ток – 5 мА, увеличенные до 150 Ом эмиттерные резисторы транзисторов ОЭ). Конденсатор C12 совместно с емкостями переходов коллектор-база транзисторов VT6, VT8 и входной емкостью усилителя тока, а также форсирующей цепочкой R5C3 в высокочастотном канале, формирует АЧХ усилителя на высоких частотах.

В цепях питания каскадов усиления напряжения включены эффективные RLC-фильтры низких частот и параметрические стабилизаторы напряжения для высокочастотного канала, ИОУ и фиксации напряжений на базах транзисторов VT3, VT4. Низкочастотные пульсации в цепи питания КУН не подавляются фильтрами, но они не приводят к изменению рабочего тока (а следовательно, к появлению интермодуляции), так как режим работы каскада жестко стабилизирован низкочастотным каналом усиления.

Выходной усилитель тока реализован по схеме классической «тройки» эмиттерных повторителей. Ток покоя выходных транзисторов (примерно 50 мА) регулируется резистором R19; небольшое пересмещение, возможно, будет полезно при использовании многоэмиттерных (LAPT) выходных транзисторов. Транзистор генератора смещения VT7 устанавливается на теплоотводе выходных транзисторов. При работе на акустическую систему последовательно с выходом включается стандартная защитная индуктивность 2...5 мкГн, задемпфированная резистором сопротивлением 5...10 Ом (на рис. 5.45 не показана). Схему защиты, аналогичную приведенной на рис. 4.4, можно собрать на отдельной печатной плате и присоединить к соответствующим точкам усилителя.

За годы, прошедшие со времени разработки первого варианта УМВТ84, были изготовлены его модификации с более высокой выходной мощностью и разными типами полупроводниковых приборов в КУН и выходном каскаде. При увеличении напряжений питания до ±55 В необходимо соответственно увеличить номиналы и мощность трех резисторов в параметрических стабилизаторах напряжения, и рабочее напряжение некоторых конденсаторов. Единственный элемент, замена которого не желательна по совокупности характеристик, – ИОУ типа К153УД2 (LM101) в низкочастотном канале, что обусловлено особенностями реализации цепи частотной коррекции (выводы 1–8).

В качестве резисторов ООС желательно использовать прецизионные резисторы с малым ТКС, например, С2-29В или аналогичные, номинальной мощностью не менее 0,25 Вт. Индуктивность дросселей в шинах питания можно уменьшить в 10 раз, как и номинал демпфирующих их резисторов. Емкости конденсаторов С8 и С9 целесообразно увеличить до 470 мкФ. *Никакого подбора транзисторов или других элементов не требуется* – необходимо лишь соответствие паспортным параметрам (при выбранном напряжении питания). Можно использовать выходной каскада на МОП-транзисторах, например, как в схеме рис. 5.44.

УМВТ84 работает с очень глубокой общей ООС, и его коэффициент передачи невелик. Для согласования с низковольными источниками сигнала используется *инвертирующий* усилитель с коэффициентом передачи 4 В/В, реализованный, например, на высококачественном ИОУ типа OPA604. Совокупный коэффициент передачи 20 В/В (26 дБ) вполне достаточен для любого УМЗЧ. Уровень паразитных спектральных составляющих и полоса пропускания в такой «связке» остаются практически без изменения.

Выходной сигнал ИОУ М1 удобно использовать в качестве входного сигнала схемы защиты громкоговорителей и индикации перегрузки: еще до наступления аварийной ситуации (с возможными тяжелыми последствиями) его постоянная составляющая превысит ±2 В. Свойство *предсказания* неисправности уникально для такой структуры с параллельным каналом.

## Глава 6

# ИНТЕГРАЛЬНЫЕ ОУ ДЛЯ УСИЛИТЕЛЕЙ ЗВУКОВОЙ ЧАСТОТЫ

В данной главе приводится, в основном, справочная информация по зарубежным интегральным операционным усилителям (ИОУ), наиболее пригодным по совокупности параметров для использования в качественных усилителях звуковых частот. Автором был накоплен интересный материал по недокументированным параметрам (искажения, шум, время установления) отечественных ИОУ. Но, учитывая, что старые, советские запасы практически исчерпаны, а вновь изготовленные приборы под теми же названиями, как выяснилось, имеют мало общего со своими предшественниками, автор решил не публиковать эти данные.

## Фирма National Semiconductor

Одним из первых ИОУ высокого качества был LM101 (LM201/LM301/К153УД2/К553УД2), разработанный в 1970 году талантливым инженером Робертом Видларом (Robert Vidlar), ныне покойным. Прибор оказался настолько удачным и удобным для самых разнообразных применений, в том числе звуковых, что выпускается практически без изменений многими фирмами и по сей день. Особенно гибкой является частотная коррекция LM101: можно сформировать оптимальную АЧХ практически для любой задачи, будь то повторитель напряжения, идеальный диод или широкополосный масштабный усилитель со скоростью нарастания до 10 В/мкс и частотой среза 16 МГц. При двухполюсной частотной коррекции общие гармонические искажения не превышали 0,05% на частоте 16 кГц при амплитуде выходного сигнала 10 В/2 кОм (экспериментальные данные для репрезентативной выборки микросхем К153УД2 производства рижского ПО «Альфа»). Типовое значение разомкнутого усиления в низкочастотной области LM101 более 100 дБ, напряжение смещения не превосходит 3 мВ, входной ток – 100 нА (разность 20 нА), ослабление синфазного сигнала и нестабильности напряжений питания не менее 80 дБ. Шумовые параметры ИОУ позволяют использовать его даже в микрофонных предусилителях.

В малосигнальных звуковых усилителях можно использовать менее быстродействующий биполярный ИОУ типа LM108 (LM208/LM308/К140УД14), который отличается от LM101 более высокими точностными характеристиками, в том числе пониженным напряжением низкочастотного шума.

Весьма популярным в звукотехнике прибором является сдвоенный биполярный ИОУ типа LM833, выпущенный примерно через 20 лет после разработки LM108. Этот прибор является типичным представителем недорогих ИОУ широкого применения, реализованных практически по схеме легендарного μA741, но на современном уровне биполярной интегральной технологии, что и обеспечило 10-кратное улучшение почти всех параметров. На рис. 6.1 приведена электрическая схема LM833 с обозначением номеров выводов, в табл. 6.1 – его основные параметры.

Прибор выполнен по типовой схеме Лина, имеет нелинейную частотную коррекцию в КУН, позволяющую работать в режиме повторителя напряжения с большой скоростью нарастания и запасом по фазе 60 градусов при частоте среза 9 МГц. Также в режиме повторителя, который является наиболее тяжелым с точки зрения обеспечения линейности режимом работы для входного каскада, нормируются общие гармонические искажения, равные 0,002% при выходном напряжении 3 В с.к.з./2 кОм в звуковом диапазоне частот.

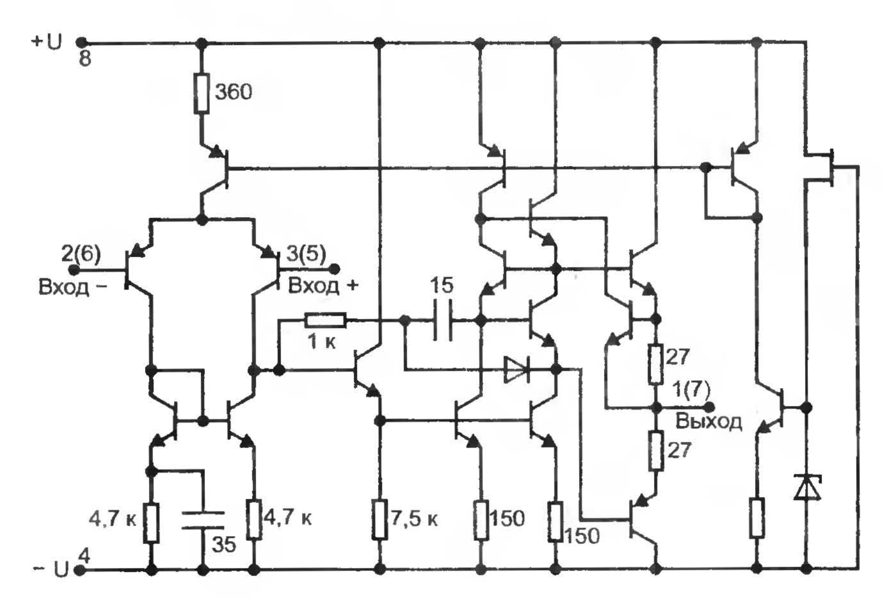



Рис. 6.1. Приниципиальная электрическая схема ИОУ типа LM833 (по данным фирмы National Semiconductor)

Таблица 6.1

**_Основные параметры ИОУ типа LM833 (по данным фирмы National Semiconductor)_**

| Обозначение* | Параметр | Условия измерения | Значение | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | | | мин. | тип. | макс. |
| $V_{OS}$ | Напряжение смещения, мВ | $R_и = 10$ Ом | – | 0,3 | 5 |
| $I_{os}$ | Разность входных токов, нА | – | – | 10 | 200 |
| $I_B$ | Входной ток, нА | – | – | 500 | 1000 |
| $A_V$ | Коэффициент усиления напряжения, дБ | $R_н$=2 кОм<br>$U_{вых}$= ±10 В | 90 | 110 | – |
| $V_{OM}$ | Размах выходного напряжения, В | $R_н$=10 кОм<br>$R_н$=2 кОм | ±12<br>±10 | ±13,5<br>±13,4 | – |
| $V_{CM}$ | Диапазон вх. синфазного сигнала, В | – | ±12 | ±14,0 | – |
| CMRR | Ослабление синфазного сигнала, дБ | $U_{вх}$= ±12 В | 80 | 100 | – |
| PSRR | Ослабление нестабильности напряжений питания, дБ | $U_п$= 15...5 В,<br>–15...5В | 80 | 100 | – |
| $I_Q$ | Потребляемый ток, мА | $U_{вых}$= 0 В оба усилителя | – | 5 | 8 |
| SR | Скорость нарастания, В/мкс | $R_н$ = 2 кОм | 5 | 7 | – |
| GBW | Произведение усиления на полосу пропускания, МГц | $f_0$ = 100 кГц | 10 | 15 | – |

| Обозначение* | Параметр | Условия измерения | Значение | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | | | мин. | тип. | макс. |
| $\Delta V_{OS}/\Delta T$ | Средний температурный дрейф напряжения смещения, мкВ/°C | – | – | 2 | – |
| THD | Общие гармонические искажения, % | $R_н = 2$ кОм<br>$f = 20$ Гц...20 кГц,<br>$U_{вых} = 3$ В с.к.з.<br>$K_п = 1$ | – | 0,002 | – |
| $e_n$ | Спектральная плотность э.д.с. шума, нВ/√Гц | $R_и$=100 Ом<br>f =1 кГц | – | 4,5 | – |
| $i_n$ | Спектральная плотность тока шума, пА/√Гц | f = 1 кГц | – | 0,7 | – |
| PBW | Полоса мощности, кГц | $U_{вых} = 27$ В (размах)<br>$R_н = 2$ кОм,<br>$K_г \leq 1\%$ | – | 120 | – |
| $f_u$ | Частота единичного усиления, МГц | – | – | 9 | – |
| $\Phi_M$ | Запас по фазе, градусы | – | – | 60 | – |
| | Переходное затухание | f = 20 Гц...<br>... 20 кГц | – | –120 | – |

* Обозначение производителя

Низкая спектральная плотность э.д.с. шума (4,5 нВ/$\sqrt{Гц}$ на частоте 1 кГц), большое значение разомкнутого усиления на постоянном токе 110 дБ и скорость нарастания 7 В/мкс позволяют конструировать на основе данного ИОУ малошумящие масшабные усилители с хорошими динамическими и точностными характеристиками. На рис. 6.2 показаны графики зависимостей основных параметров ИОУ, наиболее существенных в звуковых применениях, а также осциллограммы входного и выходного импульсных сигналов в режиме повторителя напряжения.

Спектральная плотность, нВ $\sqrt{Гц}$

10, 5, 2, 1

10, 100, $10^3$, $10^4$, $10^5$

Частота , Гц

а)

Усиление, дБ

120, 100, 80, 60, 40, 20, 0

Усиление

Фаза

1, 10, $10^2$, $10^3$, $10^4$, $10^5$, $10^6$, $10^7$

Частота, Гц

б)

Искажения, %

1, 0,1, 0,01, 0,001

$U_{вых}$

2 к

$U_{вых}$ = 3 В с.к.з

$U_{вых}$ = 1 В с.к.з

10, $10^2$, $10^3$, $10^4$, $10^5$

Частота, Гц

в)

Ослабление, дБ

120, 100, 80, 60, 40, 20, 0

2 к

$U_{вых}$

2 к

2

2

$U_{вх}$ = 1 В с.к.з.

$10^2$, $10^3$, $10^4$, $10^5$, $10^6$, $10^7$

Частота, Гц

г)

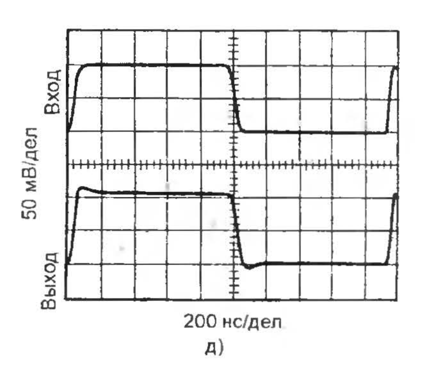



Рис. 6.2. Основные графики для ИОУ типа LM833 (по данным фирмы National Semiconductor)

а – спектральная плотность э.д.с. шума от частоты при напряжении источника питания ±15 В и температуре 25°С; б – амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики при напряжении источника питания ±15 В и сопротивлении нагрузки 2 кОм; в – общие гармонические искажения от частоты при напряжении источника питания ±15 В и сопротивлении нагрузки 2 кОм; г – ослабление синфазного сигнала от частоты при напряжении источника питания ±15 В; д – импульсная характеристика повторителя напряжения

По виду графика спектральной плотности э.д.с. шума (spot noise) можно оценить приведенное ко входу усилителя значение с.к.з. напряжения шума в полосе частот 200 Гц ... 20 кГц, например, в которой плотность шума *постоянна*. Для этого ее значение нужно умножить на корень квадратный из полосы частот, то есть, в данном случае, $4{,}5 \times \sqrt{(20000 - 200)} \approx 0{,}63$ мкВ. Условием корректности такой оценки является определение *коэффициента передачи для шума* (noise gain) анализируемого масштабного усилителя. Например, для интертирующей схемы включения ИОУ с коэффициентом передачи –1 В/В (0 дБ) для входного сигнала коэффициент передачи для собственного шума ИОУ будет равен 6 дБ.

Приборы широкого применения, аналогичные LM833 по схеме, технологии и звуковым качествам, выпускаются многими фирмами: например, ИОУ типа NJM4580 японской фирмы JRC, широко применяемый в студийной аппаратуре. Ориентировочная розничная цена LM833 – 0,6 долл., NJM4580 – 0,7 долл. США за корпус.

При необходимости, немного снизить искажения некоторых типов ИОУ широкого применения для малых (до 0,5 В) сигналов можно, подав при помощи резистора небольшой (1...2 мА) втекающий или вытекающий постоянный ток от шин питания на выход прибора. Полярность тока зависит от реализации выходного каскада ИОУ и определяется экспериментально (по минимуму искажений).

В 1999 году фирма National Semiconductor выпустила сдвоенный биполярный ИОУ типа LM6172 (существует и одноканальный вариант, LM6171), отличающийся очень высоким быстродействием (скорость нарастания 2500 В/мкс) и чрезвычайно низкими гармоническими искажениями. В табл. 6.2 приведены основные параметры ИОУ.

Таблица 6.2

***Основные параметры ИОУ типа LM6172 (по данным фирмы National Semiconductor)***

| Обозначение* | Параметр | Условия измерения | Значение | |
|---|---|---|---|---|
| | | | тип. | пред. |
| $V_{OS}$ | Напряжение смещения, мВ | – | 0,4 | 4 |
| TC $V_{OS}$ | Средний температурный дрейф напряжения смещения, мкВ/°C | – | 6 | – |
| $I_B$ | Входной ток, мкА | – | 1,2 | 4 |

| Обозначение* | Параметр | Условия измерения | Значение | |
|---|---|---|---|---|
| | | | тип. | пред. |
| $I_{OS}$ | Разность входных токов, мкА | – | 0,02 | 3 |
| $R_{IN}$ | Входное сопротивление, МОм | синфазное | 40 | – |
| | | дифференциальное | 4,9 | – |
| $R_O$ | Выходное сопротивление без ООС, Ом | – | 14 | – |
| CMRR | Ослабление синфазного сигнала (КОСС), дБ | $U_{синф}$ = ±10 В | 110 | 70 |
| PSRR | Ослабление нестабильности напряжения питания, дБ | $U_п$ = ±15…±5 В | 95 | 75 |
| $K_п$ | Коэффициент усиления на большом сигнале, дБ | $R_н$ = 1 кОм | 86 | 80 |
| | | $R_н$ = 100 Ом | 78 | 65 |
| $V_O$ | Размах выходного напряжения, В | $R_н$ = 1 кОм | 13,2 | 12,5 |
| | | | –13,1 | –12,5 |
| | | $R_н$ = 100 Ом | 9 | 6 |
| | | | –8,5 | -6 |
| – | Долговременный выходной ток (без ООС), мА | Вытекающий, $R_н$ = 100 Ом | 90 | 60 |
| | | Втекающий, $R_н$ = 100 Ом | –85 | –60 |
| $I_{SC}$ | Выходной ток короткого замыкания, мА | Вытекающий | 107 | – |
| | | Втекающий | –105 | |
| $I_S$ | Ток потребления, мА | Оба усилителя | 4,6 | 8 |
| SR | Скорость нарастания, В/мкс | $K_п$ = +2, $U_{вх}$ =13 В (размах) | 3000 | – |
| | | $K_п$ =+2, $U_{вх}$=10 В (размах) | 2500 | – |

| Обозначение* | Параметр | Условия измерения | Значение | |
|---|---|---|---|---|
| | | | тип. | пред. |
| – | Частота единичного усиления, МГц | – | 100 | – |
| – | Полоса пропускания, МГц | $K_п = +1$ | 160 | – |
| | | $K_п = +2$ | 62 | – |
| – | Согласование полос между каналами, МГц | – | 2 | – |
| $\varphi_M$ | Запас по фазе, градусы | – | 40 | – |
| $t_S$ | Время установления (0,1 %), нс | $K_п = -1$, $U_{вых} = \pm 5$ В, $R_н = 500$ Ом | 65 | – |
| $A_D$ | Дифференциальное усиление, % | $K_п = +2$, $U_{вх} = 1$ В, $R_н = 75$ Ом, NTSC | 0,28 | – |
| $\varphi_D$ | Дифференциальная фаза, градусы | $K_п = +2$, $U_{вх} = 1$ В, $R_н = 75$ Ом, NTSC | 0,6 | – |
| $e_n$ | Спектральная плотность э.д.с. шума, нВ/√Гц | f = 1 кГц | 12 | – |
| $i_n$ | Спектральная плотность тока шума, пА/√Гц | f = 1 кГц | 1 | – |
| – | Уровень искажений по второй гармонике, дБ | $K_п = +2$, $U_{вх} = 1$ В, $R_н = 100$ Ом, f = 10 кГц | –110 | – |
| | | $K_п = +2$, $U_{вх} = 1$ В, $R_н = 100$ Ом, f = 5 МГц | –50 | – |

| Обозначение* | Параметр | Условия измерения | Значение | |
|---|---|---|---|---|
| | | | тип. | пред. |
| – | Уровень искажений по третьей гармонике, дБ | $K_п$ = +2, $U_{вх}$ =1 В $R_н$ = 100 Ом f = 10 кГц | –105 | – |
| | | $K_п$ = +2, $U_{вх}$ =1 В $R_н$ = 100 Ом f = 5 МГц | –50 | – |

* Обозначение производителя

Столь высокие динамические характеристики получены, в немалой степени, благодаря использованию усовершенствованного технологического процесса (VIP III), позволяющего получать внутри интегральной структуры вертикальные p–n–p–транзисторы с такими же высокими параметрами, как у транзисторов обратной проводимости. На рис. 6.3 приведены наиболее интересные зависимости, характеризующие, прямо или косвенно, «звуковые» параметры LM6172.

Несмотря на небольшое разомкнутое усиление (около 80 дБ) в низкочастотной области, усиление на частоте 100 кГц превышает 50 дБ, что обусловлено большим значением частоты среза (100 МГц). Поэтому в звуковой полосе частот глубина общей ООС масштабного усилителя на основе LM6172 может быть значительной, а уровень второй и третьей гармоники вряд ли превысит –110 дБ. Интересно, что подавление синфазного сигнала (КОСС, CMRR) в полосе частот до 1 МГц превосходит разомкнутый коэффициент усиления, что свидетельствует о применении специальных схемотехнических методов компенсации синфазной погрешности.

Рассматриваемый ИОУ относится к последнему поколению универсальных приборов, обеспечивающих сочетание предельных параметров быстродействия, чистоты спектра и нагрузочной способности практически в любых линейных схемах, вплоть до устройств обработки видеосигналов и кабельных передатчиков ADSL-модемов.

## Фирма Signetics/TI

Несмотря на появление таких ракетообразных «монстров», как LM6172, среди разработчиков звуковой аппаратуры остаются весьма популярными «старички» вроде малошумящего линейного и довольно широкополосного ИОУ типа NE5534/SE5534, который был разработан фирмой Signetics еще в конце 1970-х годов, но до сих пор выпускается многими фирмами. В табл. 6.3 и 6.4 приведены основные характеристики монолитных усилителей NE5534, SE5534.

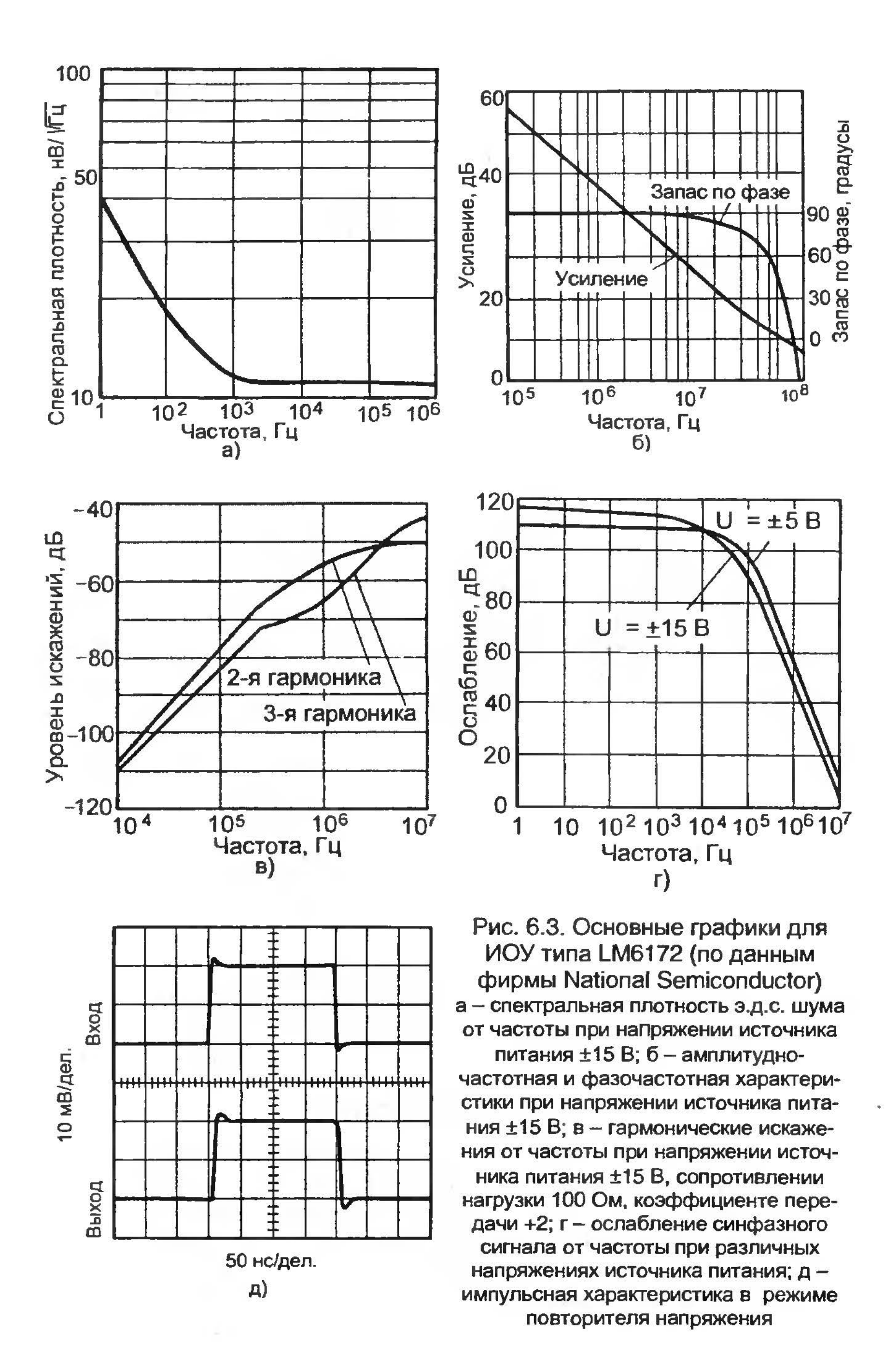



Рис. 6.3. Основные графики для ИОУ типа LM6172 (по данным фирмы National Semiconductor)
а – спектральная плотность э.д.с. шума от частоты при напряжении источника питания ±15 В; б – амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики при напряжении источника питания ±15 В; в – гармонические искажения от частоты при напряжении источника питания ±15 В, сопротивлении нагрузки 100 Ом, коэффициенте передачи +2; г – ослабление синфазного сигнала от частоты при различных напряжениях источника питания; д – импульсная характеристика в режиме повторителя напряжения

Таблица 6.3

***Основные характеристики ИОУ типа NE5534 (по данным фирмы Texas Instruments)***

| Обозначение* | Параметр | Условия измерения | | Значение: мин. | Значение: тип. | Значение: макс. |
|---|---|---|---|---|---|---|
| $V_{Ю}$ | Напряжение смещения, мВ | $U_{вых}=0$, $R_{и}=50$ Ом | $T_A=25$°C | – | 0,5 | 4 |
| | | | $T_A=$ полный | – | – | 5 |
| $I_{Ю}$ | Разность входных токов, нА | $U_{вых}=0$ | $T_A=25$°C | – | 20 | 300 |
| | | | $T_A=$ полный | – | – | 400 |
| $I_{IB}$ | Входной ток, нА | $U_{вых}=0$ | $T_A=25$°C | – | 500 | 1500 |
| | | | $T_A=$ полный | – | – | 2000 |
| $V_{ICR}$ | Диапазон входного синфазного сигнала, В | – | | ±12 | ±13 | – |
| $V_{O(PP)}$ | Максимальный размах выходного напряжения, В/мВ | $U_п=\pm15$ В, $R_и\geq600$ Ом | | 24 | 26 | – |
| | | $U_п=\pm18$ В | | 30 | 32 | – |
| $A_{VD}$ | Коэффициент усиления на большом сигнале, В/мВ | $U_{вых}=\pm10$ В, $R_и\geq600$ Ом | | 25 | 100 | – |
| | | – | | 15 | – | – |
| $A_{vd}$ | Коэффициент усиления на малом сигнале, В/мВ | f = 10 кГЦ | $C_{кор}=0$ | 6 | | |
| | | | $C_{кор}=22$ пФ | 2,2 | | |
| $B_{OM}$ | Полоса мощности, кГц | $U_{вых}=\pm10$ В, $R_и\geq600$ Ом | $C_{кор}=0$ | 200 | | |
| | | | $C_{кор}=22$ пФ | 95 | | |
| | | | $C_{кор}=22$ пФ | 70 | | |

| Обозначение* | Параметр | Условия измерения | | Значение | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | | мин. | тип. | макс. |
| $B_1$ | Частота единичного усиления, МГц | $C_{кор}$ = 22 пФ | $C_н$ = 100 пФ | 10 | | |
| $r_i$ | Входное сопротивление, кОм | – | | 30 | 100 | – |
| $Z_0$ | Выходной импеданс | $K_п$ = =30 дБ $C_{кор}$ = 22 пФ | $R_н \geq$ 600 Ом f = 10 кГц | – | 0,3 | – |
| CMRR | Ослабление синфазного сигнала (КОСС), дБ | $U_{вых}$ = 0 $R_и$ = 50 Ом | | 70 | 100 | – |
| $k_{SVR}$ | Ослабление нестабильности напряжения питания, дБ | $U_п$ = =±9В...±15 В, $U_{вых}$ = 0 | $R_и$ = 50 Ом | 80 | 100 | – |
| $I_{OS}$ | Выходной ток к.з., мА | | | – | 38 | – |
| $I_{CC}$ | Ток потребления, мА | $U_{вых}$ = 0, без нагрузки | $T_о$=25°С | – | 4 | 8 |
| | | | $T_о$=полный | – | | 9 |
| SR | Скорость нарастания, В/мкс | $C_{кор}$ = 0 | | 13 | | |
| | | $C_{кор}$ = 22 пФ | | 6 | | |
| $t_r$ | Время нарастания, нс | $U_{вх}$ = 50 мВ, $K_п$ =1, $R_н$ = 600 Ом $C_{кор}$=22 пФ $C_н$ = 100 пФ | | 20 | | |
| – | Перерегулирование | – | | 20% | | |

| Обозначение* | Параметр | Условия измерения | Значение | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | | | мин. | тип. | макс. |
| $t_r$ | Время нарастания, нс | $U_{вх}$ = 50 мВ, $K_п$ = 1, $R_н$ = 600 Ом $C_{кор}$ = 47 пФ $C_н$ = 500 пФ | 50 | | |
| – | Перерегулирование | | 35% | | |
| $V_n$ | Спектральная плотность э.д.с. шума, нВ/√Гц | f = 30 Гц | 7 | | |
| | | f = 1 кГц | 4 | | |
| $I_n$ | Спектральная плотность тока шума, пА/√Гц | f = 30 Гц | 2,5 | | |
| | | f = 1 кГц | 0,6 | | |

* Обозначение производителя

Таблица 6.4

***Основные параметры ИОУ типа SE5534/SE5534A (по данным фирмы Texas Instruments)***

| Обозначение* | Параметр | Условия измерения | | Значение | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | | мин. | тип. | макс. |
| $V_{IO}$ | Напряжение смещения, мВ | $U_{вых}$ = 0, $R_и$ = 50 Ом | $T_о$ = 25°C | – | 0,5 | 2 |
| | | | $T_о$ = полный | – | – | 3 |
| $I_{IO}$ | Разность входных токов, нА | $U_{вых}$ = 0 | $T_о$ = 25°C | – | 10 | 200 |
| | | | $T_о$ = полный | – | – | 500 |
| $I_{IB}$ | Входной ток, нА | $U_{вых}$ = 0 | $T_о$ = 25°C | – | 400 | 800 |
| | | | $T_о$ = полный | – | – | 1500 |
| $V_{ICR}$ | Диапазон входного синфазного сигнала, В | – | | ±12 | ±13 | – |

| Обозначение* | Параметр | Условия измерения | | Значение | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | | мин. | тип. | макс. |
| $V_{O(PP)}$ | Максимальный размах выходного напряжения, В/мВ | $U_п$ = ±15 В, $R_н$ ≥ 600 Ом | | 24 | 26 | – |
| | | $U_п$ = ±18 В | | 30 | 32 | – |
| $A_{VD}$ | Коэффициент усиления на большом сигнале, В/мВ | $U_{вых}$=±10 В, $R_н$ ≥ 600 Ом | | 50 | 100 | – |
| | | – | | 25 | – | – |
| $A_{vd}$ | Коэффициент усиления на малом сигнале, В/мВ | f = 10 кГЦ | $C_{кор}$ = 0 | 6 | | |
| | | | $C_{кор}$ = 22 пФ | 2,2 | | |
| $B_{OM}$ | Полоса мощности, кГц | $U_{вых}$ = ±10 В | $C_{кор}$ = 0 | 200 | | |
| | | | $C_{кор}$ = 22 пФ | 95 | | |
| | | $R_н$ ≥ 600 Ом | $C_{кор}$ = 22 пФ | 70 | | |
| $B_1$ | Частота единичного усиления, МГц | $C_{кор}$ = 22 пФ | $C_н$ = 100 пФ | 10 | | |
| $r_i$ | Входное сопротивление, кОм | – | | 50 | 100 | – |
| $Z_0$ | Выходной импеданс | $K_п$ = =30 дБ $C_{кор}$=22 пФ | $R_н$ ≥ 600 Ом f = 10 кГц | – | 0,3 | – |
| CMRR | Ослабление синфазного сигнала (КОСС), дБ | $U_{вых}$ = 0 $R_н$ = 50 Ом | $V_{IC}=V_{ICR}^{min}$ | 80 | 100 | – |
| kSVR | Ослабление нестабильности напряжения питания, дБ | Uп = =9 В...15 В, Uвых=0 | Rи=50 Ом | 86 | 100 | – |

| Обозначение* | Параметр | Условия измерения | | Значение | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | | мин. | тип. | макс. |
| IOS | Выходной ток к.з., мА | | | – | 38 | – |
| ICC | Ток потребления, мА | Uвых = 0, без нагрузки | То = 25°С | – | 4 | 6,5 |
| | | | То = полный | – | – | 9 |
| SR | Скорость нарастания, В/мкс | Скор = 0 | | 13 | | |
| | | Скор = 22 пФ | | 6 | | |
| tr | Время нарастания, нс | Uвх = 50 мВ, Кп = 1, Rн = 600 Ом Скор = 22 пФ Сн = 100 пФ | | 20 | | |
| – | Перерегулирование | – | | 20% | | |
| tr | Время нарастания, нс | Uвх = 50 мВ, Кп = 1, Rн = 600 Ом Скор = 47 пФ Сн = 500 пФ | | 50 | | |
| | Перерегулирование | | | 35% | | |
| Vn | Спектральная плотность э.д.с. шума, $нВ/\sqrt{Гц}$ | f = 30 Гц | | – | 5,5 | 7 |
| | | f =1 кГц | | – | 3,5 | 4,5 |
| In | Спектральная плотность тока шума, $пА/\sqrt{Гц}$ | f = 30 Гц | | 1,5 | | |
| | | f = 1 кГц | | 0,4 | | |
| $\overline{F}$ | Средний коэффициент шума, дБ | Rи = 5 кОм f = 10 Гц...20 кГц | | 0,9 | | |

* Обозначение производителя

На рис. 6.4 приведены основные графики для ИОУ типа SE5534 и NE5534. Даже при частотной коррекции для единичного коэффициента передачи (внешняя емкость коррекции 22 пФ) разомкнутое усиление ИОУ превышает 66 дБ на частоте 10 кГц, частота среза равна 10 МГц и скорость нарастания составляет 6 В/мкс. Отличительным свойством ИОУ является слабый рост спектральной плотности напряжения шума на низких частотах ( 5,5 нВ/$\sqrt{\text{Гц}}$ на частоте 30 Гц против 3,5 нВ/$\sqrt{\text{Гц}}$

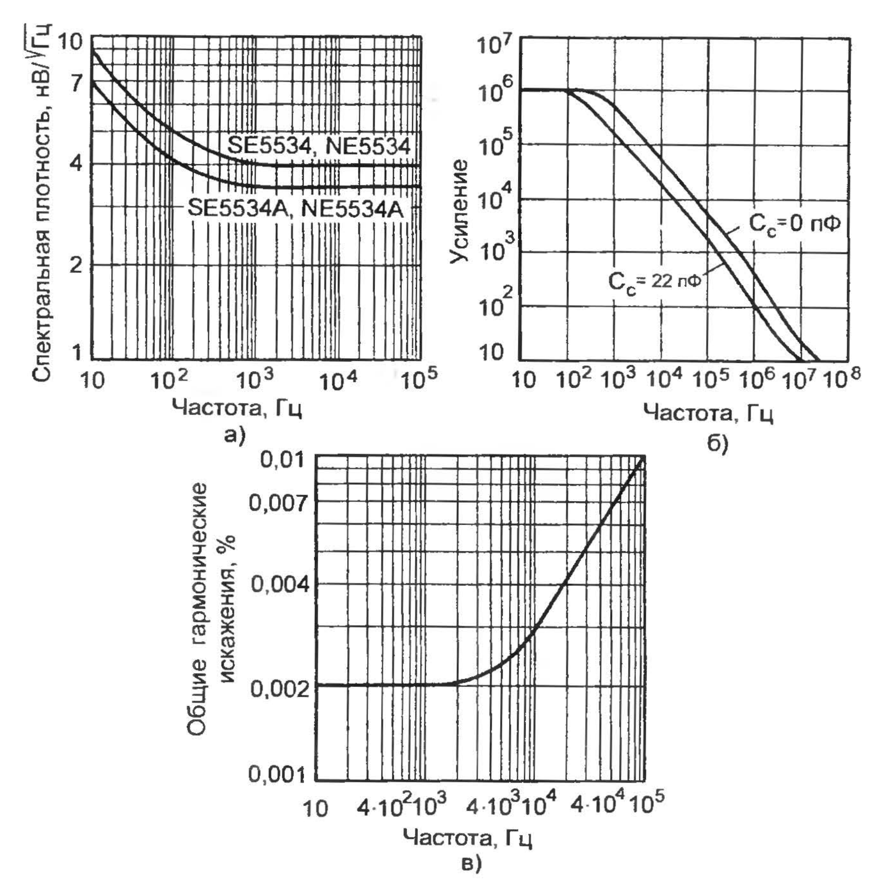



Рис. 6.4. Основные зависимости для ИОУ типа NE5534 и SE5534 (по данным фирмы Texas Instruments)

а – спектральная плотность э.д.с. шума от частоты при напряжении источника питания ±15 В и температуре 25°С; б – амплитудно-частотная характеристика на большом сигнале при напряжении источника питания ±15 В и температуре 25°С; в – общие гармонические искажения от частоты при напряжении источника питания ±15 В, температуре 25°С, коэффициенте передачи +1

на частоте 1 кГц для SE5534A), что позволяет использовать его в предусилителе-корректоре сигнала электромагнитного звукоснимателя.

Высокую линейность ИОУ характеризует низкий уровень общих гармонических искажений, не превышающий 0,004% в звуковом диапазоне частот при с.к.з. входного напряжения 2 В в режиме повторителя.

На рис. 6.5 приведена электрическая схема ИОУ типа NE5534 (нумерация выводов указана для корпуса типа mini-DIP).

Можно заметить, что ИОУ реализован по четырехкаскадной схеме Лина, поэтому разомкнутый коэффициент усиления в низкочастотной области равен 100 дБ даже при 600-омной нагрузке, но частотная коррекция осуществляется сложным способом: основной контур коррекции на основе интегратора Миллера (внешний конденсатор, присоединяемый к выводам 5 и 8) имеет вложенный контур местной ООС КУН (конденсатор 7 пФ) и цепь подачи высокочастотного сигнала в обход второго каскада (конденсатор 40 пФ), то есть охватывает второй каскад и КУН. Входной дифференциальный каскад имеет собственную частотную коррекцию параллельного типа (100 пФ), которая необходима для балансировки его емкостной нагрузки на высоких частотах, чтобы не допустить резкого снижения подавления синфазного сигнала с ростом частоты.

Такая схема коррекции обеспечила большую площадь усиления при сохранении скорости спада АЧХ 20 дБ/дек даже при отсутствии внешнего корректирующего конденсатора (в этом случае «работает»

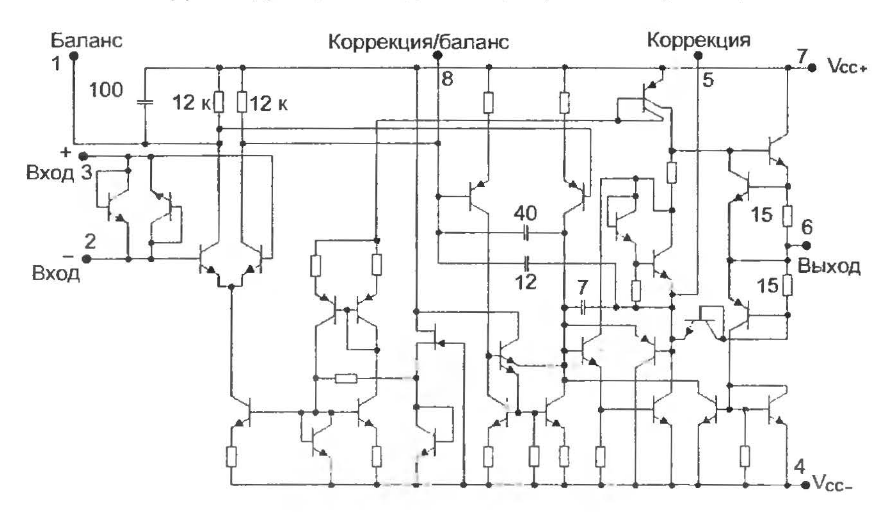



Рис. 6.5. Принципиальная электрическая схема ИОУ типа NE5534

только встроенный конденсатор емкостью 12 пФ). Однако запас по фазе получается небольшим, поскольку перерегулирование при установлении импульсного сигнала 50 мВ составляет 20% от амплитуды уже при емкостной составляющей нагрузки 100 пФ в режиме повторителя напряжения. Это обстоятельство необходимо учитывать при использовании данного ИОУ в выходных цепях устройств, работающих непосредственно на соединительные кабели: при стандартной длине 1,5 м и погонной емкости 100 пФ/метр (обычное значение для неплохого кабеля) достаточно для появления паразитной колебательности.

Существует двухканальная версия описанного выше прибора – NE5532, не допускающая внешнюю частотную коррекцию и регулировку напряжения смещения.

## Фирма Linear Technology

Одним из фаворитов среди ИОУ, рекомендуемых для построения малосигнальных узлов *прецизионных* звуковых схем, является сверхмалошумящий (спектральная плотность напряжения шума 1 нВ/$\sqrt{\text{Гц}}$ на частотах свыше 10 Гц) и очень линейный биполярный прибор LT1115 фирмы Linear Technology. В табл. 6.5 приведены основные параметры ИОУ типа LT1115.

Таблица 6.5

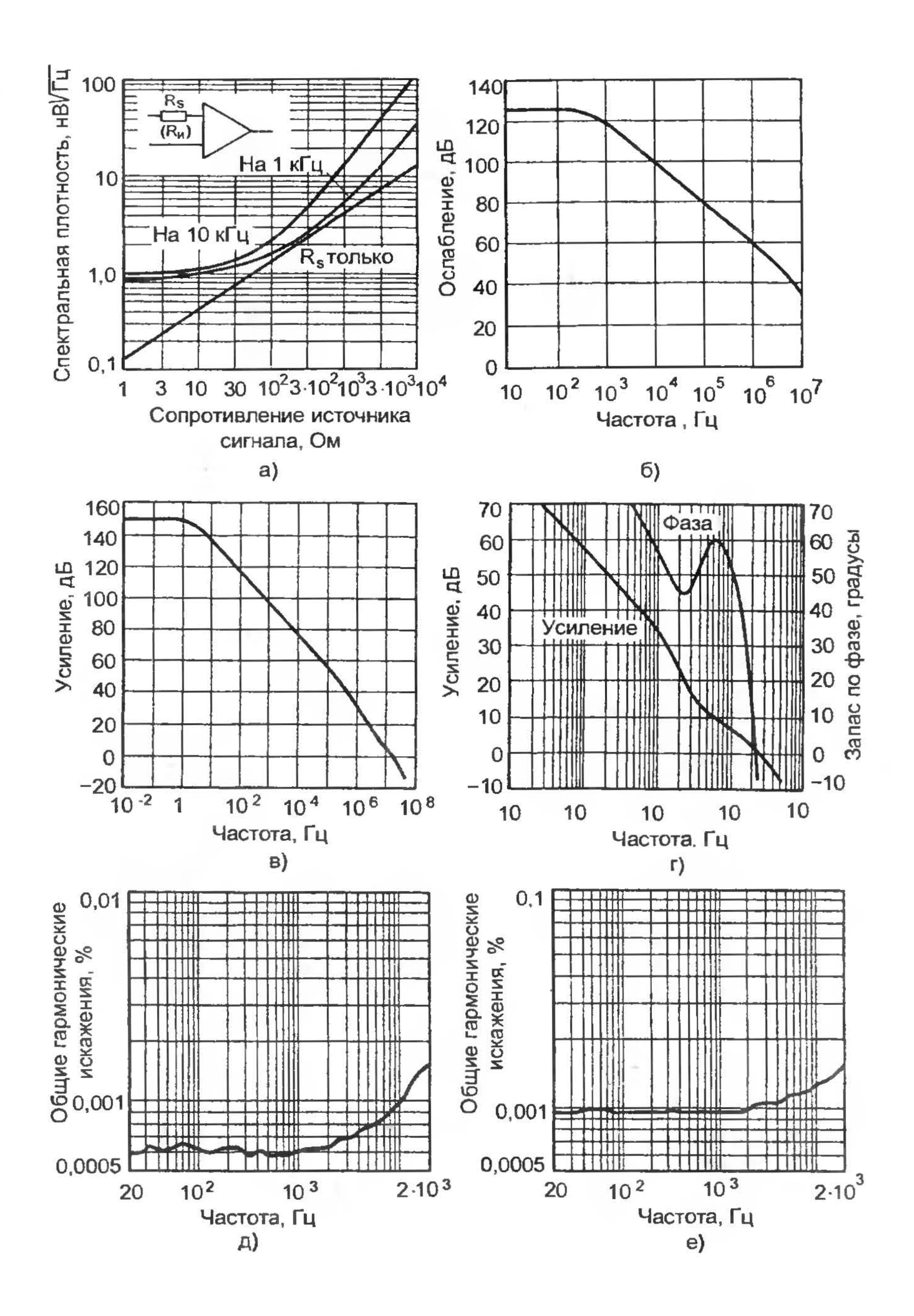
***Основные параметры ИОУ типа LT1115C***
***$T_o$ = 25°C (по данным фирмы Linear Tecnology)***

| Обозначение* | Параметр | Условия измерения | Значение | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | | | мин. | тип. | макс. |
| THD | Общие гармонические искажения (10 кГц), % | $K_п$ = –10, $U_{вых}$ = 7 В с.к.з. $R_н$ = 600 Ом $U_п$ = ±18 В | <0,002 | | |
| IMD | Интермодуляционные искажения (CCIF), % | $K_п$ = –10, $U_{вых}$ = 7 Вс.к.з. $R_н$ = 600 Ом $U_п$ = ±18 В | <0,0002 | | |
| $V_{OS}$ | Напряжение смещения, мкВ | $U_п$ = ±18 В | – | 50 | 200 |

| Обозначение* | Параметр | Условия измерения | Значение | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | | | мин. | тип. | макс. |
| $I_{OS}$ | Разность входных токов, нА | $U_{синф}$ = 0 В | – | 30 | 200 |
| $I_B$ | Входной ток, нА | $U_{синф}$ = 0 В | – | ±50 | ±380 |
| $e_n$ | Спектральная плотность э.д.с. шума, нВ/√Гц | $f_0$ = 10 Гц | – | 1,0 | 1,2 |
| | | $f_0$ = 1000 Гц 100-% проверка | – | 0,9 | |
| | Напряжение шума в полосе, с.к.з., нВ | 0...20 кГц | – | 120 | – |
| | Уровень шума по отношению к выходному напряжения 0,775 В с.к.з., дБ | $U_п$ = ±18 В | –136 | | |
| $i_n$ | Спектральная плотность тока шума, пА/√Гц | $f_0$ = 10 Гц | – | 4,7 | 2,2 |
| | | $f_0$ = 1000 Гц 100-% проверка | – | 1,2 | |
| – | Входное сопротивление: синфазное, МОм дифференциальное, кОм | $U_п$ = ±18 В | – | 250<br>15 | – |
| – | Входная емкость, пФ | $U_п$ = ±18 В | – | 5 | – |
| – | Диапазон входного напряжения, В | $U_п$ = ±18 В | ±13,5 | ±15,0 | – |
| CMRR | Ослабление синфазного сигнала (КОСС), дБ | $U_{синф}$ = ±13,5 В | 104 | 123 | – |

| Обозначение* | Параметр | Условия измерения | Значение | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | | | мин. | тип. | макс. |
| PSRR | Ослабление нестабильности напряжения питания, дБ | $U_п = \pm 4$ В... $\pm 19$ В | 104 | 126 | – |
| $A_{VOL}$ | Коэффициент усиления на большом сигнале, В/мкВ | $R_н \geq 2$ кОм<br>$U_{вых} = \pm 14{,}5$ В<br>$R_н \geq 1$ кОм<br>$U_{вых} = \pm 13$ В<br>$R_н \geq 600$ Ом<br>$U_{вых} = \pm 10$ В<br>$U_п = \pm 18$ В | 2,0<br>1,5<br>1,0 | 20<br>15<br>10 | – |
| $V_{OUT}$ | Максимальный размах выходного напряжения, В | Без нагрузки<br>$R_н \geq 2$ кОм<br>$R_н \geq 600$ Ом<br>$U_п = \pm 18$ В | ±15,5<br>±14,5<br>±11,0 | ±16,5<br>±15,5<br>±14,5 | – |
| SR | Скорость нарастания, В/мкс | $K_п = -1$<br>$U_п = \pm 18$ В | 10 | 15 | – |
| GBW | Произведение усиления на полосу пропускания, МГц | $f_0 = 20$ кГц<br>$U_п = \pm 18$ В | 40 | 70 | – |
| $Z_0$ | Выходное сопротивление без ООС, Ом | $U_{вых} = 0$, $I_н = 0$ | – | 70 | – |
| $I_s$ | Ток потребления, мА | $U_п = \pm 18$ В | – | 8,5 | 11,5 |

* Обозначение производителя


Спектральная плотность, нВ/√Гц
100
10
1,0
0,1
1 3 10 30 10²3·10²10³3·10³10⁴
Сопротивление источника сигнала, Ом
Rs
(Rи)
На 1 кГц
На 10 кГц
Rs только
а)
140
120
100
80
60
40
20
0
Ослабление, дБ
10 10² 10³ 10⁴ 10⁵ 10⁶ 10⁷
Частота , Гц
б)
160
140
120
100
80
60
40
20
0
−20
Усиление, дБ
10⁻² 1 10² 10⁴ 10⁶ 10⁸
Частота, Гц
в)
70
60
50
40
30
20
10
0
−10
Усиление, дБ
Запас по фазе, градусы
Фаза
Усиление
10 10 10 10 10
Частота. Гц
г)
0,01
0,001
0,0005
Общие гармонические искажения, %
20 10² 10³ 2·10³
Частота, Гц
д)
0,1
0,001
0,0005
Общие гармонические искажения, %
20 10² 10³ 2·10³
Частота, Гц
е)

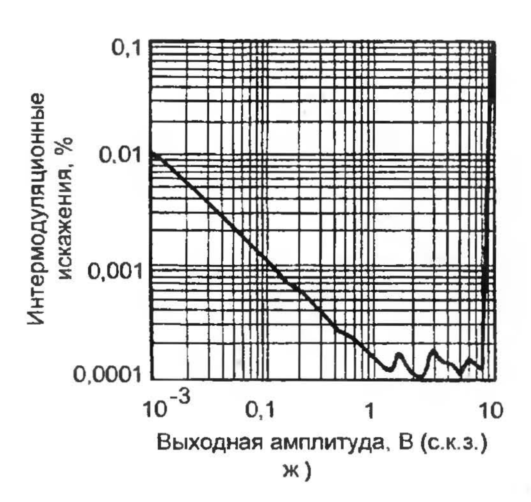



Рис.6.6. Основные зависимости для ИОУ типа LT1115 (по данным фирмы Linear Tecnology)

а – спектральная плотность э.д.с. шума в зависимости от сопротивления источника сигнала при напряжвнии источника питания ±18 В и температуре 25°С; б – ослабление синфазного сигнала от частоты при напряжении источника питания ±18 В и температуре 25°С; в – амплитудно-частотная характеристика при напряжении источника питания ±18 В, температуре 25°С и сопротивлении нагрузки 2 кОм; г – амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики при напряжении источника питания ±18 В, температуре 25°С и емкости нагрузки 10 пФ; д – общие гармонические искажения инвертирующего усилителя от частоты при коэффициенте первдачи –10, сопротивлении нагрузки 600 Ом, напряжении источника питания ±18 В, температуре 25°С, входном напряжении 0,7 В с.к.з. выходном напряжении 7 В с.к.з.; е – общие гармонические искажения неинвертирующего усилителя от частоты при коэффициенте передачи +10, сопротивлении нагрузки 600 Ом, напряжении источника питания ±18 В, температуре 25°С, входном напряжении 0,7 В с.к.з., выходном напряжении 7 В с.к.з.; ж – интермодуляционные искажения в зависимости от выходной амплитуды при коэффициенте передачи +10, сопротивлении нагрузки 600 Ом, напряжении источника питания ±18 В и температуре 25°С

Входной каскад ИОУ оптимизирован для работы с низкоомными источниками сигнала, а усилитель, конечно, не предназначен для работы в режиме повторителя напряжения с большой емкостной составляющей импеданса нагрузки.

Типовое значение разомкнутого коэффициента усиления составляет 140 дБ (!) при 600-омной нагрузке. На рис. 6.6 приведены наиболее интересные, с точки зрения звуковых применений, зависимости.

На частотах свыше 100 Гц спектральная плотность напряжения шума ИОУ практически неотличима от теплового шума, генерируемого двумя 100-омным резисторами, включенными последовательно с его дифференциальными входами. К сожалению, приходится отметить практически нулевое значение запаса по фазе уже при емкостной нагрузке 10 пФ на частоте среза 20 МГц.

Интегральный ОУ типа LT1115 является одним из немногих приборов, для которого изготовитель приводит зависимость высокочастотных интермодуляционных искажений (по методу CCIF) от амплитуды выходного сигнала. Весьма поучительны два графика зависимостей общих гармонических искажений от частоты: отчетливо видно преимущество *инвертирующего* включения ИОУ для минимизации паразитных спектральных составляющих, порождаемых входным дифференциальным каскадом.

Основной областью применения ИОУ типа LT1115 являются прецизионные предусилители-корректоры для электродинамических (МС) и электромагнитных (ММ) звукоснимателей и микрофонные предусилители.

Быстродействующим прибором высокого качества является ИОУ той же фирмы типа LT1122 с входным каскадом на полевых транзисторах с p-n–переходом. В отличие от вышеописанного усилителя LT1122 имеет запас по фазе 60 градусов на частоте среза более 14 МГц при емкостной нагрузке 500 пФ, но посредственные, по сравнению с хорошими биполярными ИОУ, шумовые характеристики. (Следует отметить, что напряжение шума ИОУ с полевыми транзисторами, в определенной степени, обратно пропорционально его входной емкости.) В табл. 6.6 и 6.7 приведены основные параметры усилителя LT1122.

Таблица 6.6

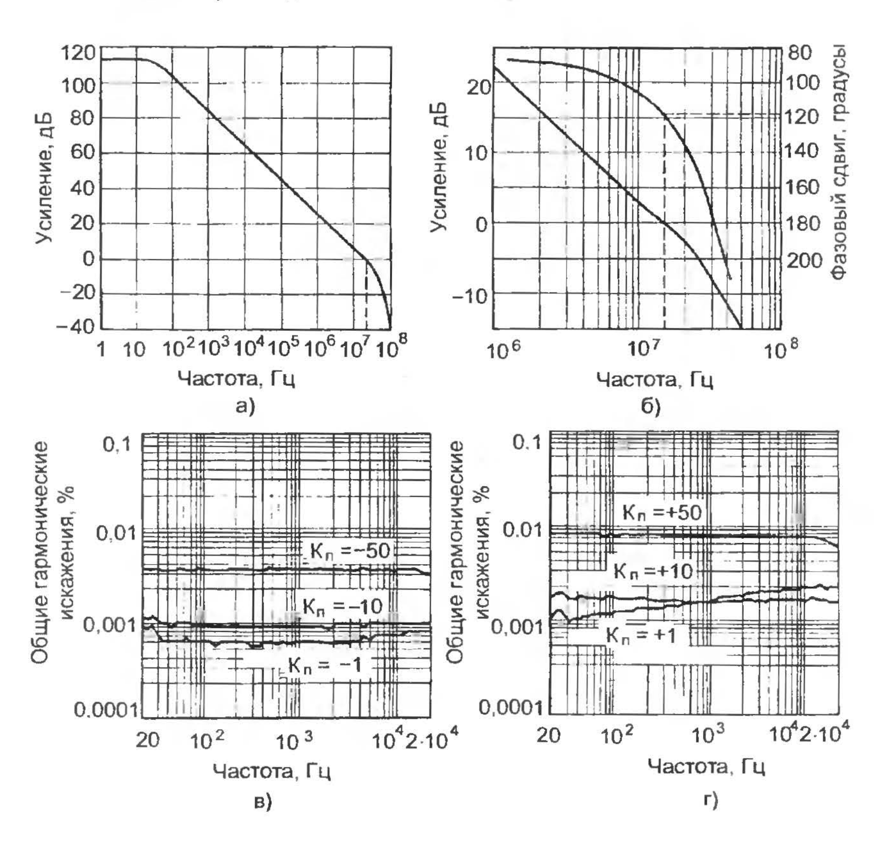
***Основные параметры ИОУ типа LT1122AM/BM, LT1122AC/BC, $T_о$ = 25°C, $U_п$ = ±15 В (по данным фирмы Linear Tecnology)***

| Обозначение* | Параметр | Условия измерения | Значение | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | | | мин. | тип. | макс. |
| $V_{OS}$ | Напряжение смещения, мкВ | – | – | 120 | 600 |
| $I_{OS}$ | Разность входных токов, пА | – | – | 4 | 40 |
| $I_B$ | Входной ток, пА | – | – | 10 | 75 |

| Обозначение* | Параметр | Условия измерения | Значение | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | | | мин. | тип. | макс. |
| – | Входное сопротивление, Ом<br>дифференциальное<br>синфазное | <br>$U_{синф}$ = –10 В…+8 В<br>$U_{синф}$ = +8 В…+11 В | – | $10^{12}$<br>$10^{12}$<br>$10^{11}$ | – |
| – | Входная емкость, пФ | – | – | 4 | – |
| $S_R$ | Скорость нарастания, В/мкс | $K_n$ = –1 | 60 | 80 | – |
| – | Время установления, нс | +10 В→0 В,<br>–10 В→0 В<br>100%-ная проверка групп А и С до разбаланса 1 мВ в суммирующей точке;<br>группы В и D до 1 мВ в суммирующей точке<br>все группы до 0,5 мВ в суммирующей точке | – | 340<br>350<br>450 | 540 |
| GBW | Произведение усиления на полосу пропускания, МГц<br>Полоса мощности, МГц | $U_{вых}$ = 20 В (размах) | – | 14<br>1,2 | – |
| $A_{VOL}$ | Коэффициент усиления напряжения для большого сигнала, В/мВ | $U_{вых}$ = ±10 В<br>$R_н$ = 2 кОм<br>$U_{вых}$ = ±10 В<br>$R_н$=600 Ом | 180<br>130 | 500<br>250 | – |
| CMRR | Ослабление синфазного сигнала, дБ | $U_{синф}$ =±10 В | 83 | 99 | – |
| | Диапазон входного напряжения, В | – | ±10,5 | ±11 | – |

| Обозначение* | Параметр | Условия измерения | Значение | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | | | мин. | тип. | макс. |
| PSRR | Ослабление нестабильности напряжения питания, дБ | $U_п = \pm10$ В...$\pm18$ В | 86 | 103 | – |
| – | Э.д.с. шума (размах), мкВ | 0,1Гц...10 Гц | 3,0 | | |
| | Спектральная плотность э.д.с. шума, нВ/$\sqrt{Гц}$ | $f_0 = 100$ Гц<br>$f_0 = 10$ кГц | 25<br>14 | | |
| | Спектральная плотность тока шума, фА/$\sqrt{Гц}$ | $f_0 = 100$ Гц<br>$f_0 = 10$ кГц | 2 | | |

* Обозначение производителя



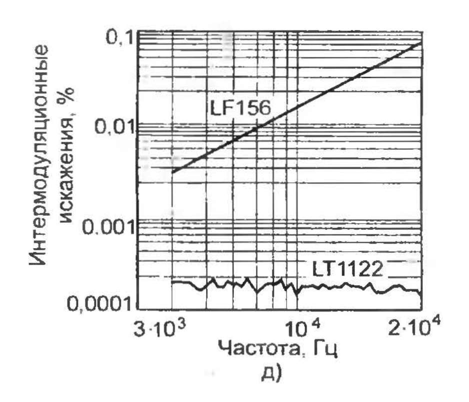



Рис.6.7. Основные зависимости для ИОУ типа LT1122 (по данным фирмы Linear Tecnology)

а – амплитудно-частотная характеристика при напряжении источника питания ±15 В и температуре 25°С; б – амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики при напряжении источника питания ±18 В, температуре 25°С и емкости нагрузки 15 пФ; в – общие гармонические искажения плюс шум инвертирующего усилителя от частоты при напряжении источника питания ±15 В, температуре 25°С, выходном напряжении 7 В с.к.з., $Z_н$ = 5 к/пФ; г – общие гармонические искажения плюс шум неинвертирующего усилителя (повторителя) от частоты при напряжении источника питания ±15 В, температуре 25°С, выходном напряжении 7 В с.к.з., $Z_н$ = 5 к/15пФ; д – интермодуляционные искажения от частоты при напряжении источника питания ±15 В, температуре 25°С, коэффициенте передачи –10, выходном напряжении 7 В с.к.з., $Z_н$ = 5 к / 15 пФ

Разомкнутый коэффициент усиления на постоянном токе превышает 100 дБ при амплитуде выходного сигнала 10 В на 600-омной нагрузке. Изготовитель гарантирует время установления 10-вольтового скачка выходного напряжения, равное 590 нс для зоны погрешностей ±1 мВ от установившегося значения. Размах напряжения шума 3 мкВ в диапазоне частот 0,1 – 10 Гц, где основной вклад вносит фликер-шум, свидетельствует о чистоте технологического процесса. На рис. 6.7 показаны наиболее значимые (для звука) зависимости.

Таблица 6.7

***Основные параметры ИОУ типа LT1122CM/DM, LT1122CC/DC, LT1122CS/DS, $T_o$ = 25°C, $U_п$ = ±15 В (по данным фирмы Linear Tecnology)***

| Обозначение* | Параметр | Условия измерения | Значение | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | | | мин. | тип. | макс. |
| $V_{OS}$ | Напряжение смещения, мкВ | – | – | 130 | 900 |

| Обозначение* | Параметр | Условия измерения | Значение | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | | | мин. | тип. | макс. |
| $I_{OS}$ | Разность входных токов, пА | – | – | 5 | 500 |
| $I_B$ | Входной ток, пА | – | – | 12 | 100 |
| | Входное сопротивлвние, Ом<br>дифференциальное<br>синфазное | $U_{синф}$ =–10 В...+8 В<br>$U_{синф}$ =+8 В...+11 В | – | $10^{12}$<br>$10^{12}$<br>$10^{11}$ | – |
| | Входная емкость, пФ | – | – | 4 | – |
| $S_R$ | Скорость нарастания, В/мкс | $K_п$ = –1 | 50 | 75 | – |
| – | Время установления, нс | +10 В→0 В,<br>–10 В→0 В<br>100%-ная проверка групп А и С до разбаланса 1 мВ в суммирующей точке;<br>группы В и D до 1 мВ в суммирующей точке<br>все группы до 0,5 мВ в суммирующей точке | – | 350<br>360<br>470 | 500 |
| GBW | Произведение усиления на полосу пропускания, МГц<br>Полоса мощности, МГц | $U_{вых}$ = 20 В (размах) | | 13<br>1,1 | – |

| Обозначение* | Параметр | Условия измерения | Значение | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | | | мин. | тип. | макс. |
| $A_{VOL}$ | Коэффициент усиления напряжения для большого сигнала, В/мВ | $U_{вых}$ = ±10 В<br>$R_н$ = 2 кОм<br>$U_{вых}$ = ±10 В<br>$R_н$=600 Ом | 150<br>110 | 450<br>220 | – |
| CMRR | Ослабление синфазного сигнала, дБ | $U_{синф}$ =±10 В | 80 | 98 | – |
| – | Диапазон входного напряжения, В | – | ±10,5 | ±11 | – |
| PSRR | Ослабление нестабильности напряжения питания, дБ | $U_п$ = ±10 В…±18 В | 82 | 101 | – |
| – | Э.д.с. шума (размах), мкВ | 0,1Гц...10 Гц | 3,3 | | |
| – | Спектральная плотность э.д.с. шума, нВ/$\sqrt{Гц}$ | $f_0$ = 100 Гц<br>$f_0$ = 10 кГц | 27<br>15 | | |
| – | Спектральная плотность тока шума, фА/$\sqrt{Гц}$ | $f_0$ = 100 Гц<br>$f_0$ = 10 кГц | 2 | | |

* Обозначение производителя

Впечатляют графики, характеризующие спектральную чистоту выходного сигнала ИОУ. Еле заметный рост зависимости общих гармонических искажений в режиме повторителя в пределах звукового диапазона частот (с 0,001% до 0,002%) обеспечен малым значением (4 пФ) и стабильностью входной емкости усилителя при 10-вольтовой амплитуде синфазного сигнала, что очень непросто обеспечить в ИОУ с полевыми транзисторами во входном диффе-

ренциальном каскаде, где крутизна преобразования пропорциональна входной емкости (то есть площади затворов). Высокочастотные интермодуляционные искажения (CCIF) даны в сравнении с популярным ИОУ предыдущего поколения типа LF156 (К140УД22).

## Фирма Analog Devices

Фирма Analog Devices выпускает монолитный прибор AD797, который, как и описанный выше усилитель LT1115, лишь с некоторой натяжкой можно отнести к ОУ: оба прибора скорее являются сверхмалошумящими дифференциальными усилителями, оптимизированными для работы с большими коэффициентами передачи ( свыше 20 дБ ) и низкими выходными импедансами источников сигналов ( до 100 Ом ). Значительная входная емкость (20 пФ), обусловленная большой площадью входных биполярных транзисторов, неизбежно сопутствует получению малой э.д.с. шума и ограничивает диапазон последовательных сопротивлений во входной цепи малыми значениями во избежание уменьшения запаса по фазе. На рис. 6.8 показано влияние $R_и$ на АЧХ и ФЧХ разомкнутого усилителя, в табл. 6.8, 6.9 приведены оасновные параметры усилителей AD797.

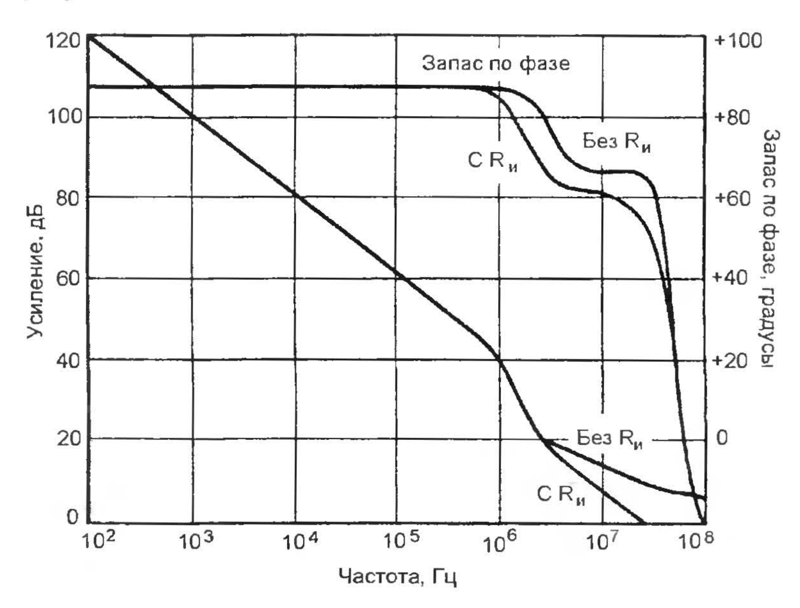



Рис. 6.8. Влияние последовательного сопротивления источника сигнала $R_и$ равного 100 Ом на АЧХ и запас по фазе разомкнутого усилителя AD797 (по данным фирмы Analog Devices)

Таблица 6.8

***Основные параметры монолитных усилителей AD797A/S (по данным фирмы Analog Devices)***

| Параметр | Условия измерения | Напряжение питания $U_п$ | Значение | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | | | мин. | тип. | макс. |
| Напряжение смещения, мкВ | | ±5 В, ±15 В | | 25 | 80 |
| Дрейф напряжения смещения, мкВ/°С | $T_{мин}...T_{макс}$ | | – | 50 | 125/180 |
| | | ±5 В, ±15 В | | 0,2 | 1,0 |
| Входной ток, мкА | | ±5 В, ±15 В | – | 0,25 | 1,5 |
| | $T_{мин}...T_{макс}$ | | | 0,5 | 3,0 |
| Разность входных токов, нА | | ±5 В, ±15 В | – | 100 | 400 |
| | $T_{мин}...T_{макс}$ | | | 120 | 600/700 |
| Коэффициент усиления (разомкнутый), В/мкВ | $U_{вых}$ = ±10 В | ±15 В | | | – |
| | $R_н$=2 кОм | | 1 | 20 | |
| | $T_{мин}...T_{макс}$ | | 1 | 6 | |
| | $R_н$=600 Ом | | 1 | 15 | |
| | $T_{мин}...T_{макс}$ | | 1 | 5 | |
| В/В | $f_0$ = 20 кГЦ | | $14 \cdot 10^3$ | $20 \cdot 10^3$ | |
| Произведение усиления на полосу пропускания, МГц | $K_п$ = 1000 | ±15 В | | 110 | |
| Полоса пропускания (–3дБ), МГц | $K_п$ = 10 | ±15 В | | 8 | |
| Полоса мощности, кГц | $U_{вых}$ = 20 В (размах) $R_н$ = 1 кОм | ±15 В | | 280 | |
| Скорость нарастания, В/мкс | $R_н$ = 1 кОм | ±15 В | 12,5 | 20 | |

| Параметр | Условия измерения | Напряжение питания $U_п$ | Значение | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | | | мин. | тип. | макс. |
| Время установления до 0,0015 %, нс | 10-В скачок | ±15 В | | 800 | 1200 |
| Ослабление синфазного сигнала, дБ | $U_{синф}$ = CMVR | ±5 В, ±15 В | 114 | 130 | – |
| | $T_{мин}...T_{макс}$ | | 110 | 120 | |
| Ослабление нестабильности напряжения питания, дБ | | $U_п$ = ±5 В…±18 В | 114 | 130 | – |
| | $T_{мин}...T_{макс}$ | | 110 | 120 | |
| Э.д.с. шума, нВ (размах) | f = 0,1 Гц……10 Гц | ±15 В | | 50 | |
| нВ/√Гц | f = 10 Гц | ±15 В | – | 1,7 | |
| нВ/√Гц | f = 1 кГц | ±15 В | | 0,9 | 1,2 |
| мкВ с.к.з. | f = 10 Гц……1 МГц | ±15 В | | 1,0 | 1,3 |
| Ток шума, пА/√Гц | f = 1 кГц | ±15 В | | 2,0 | |
| Диапазон входного синфазного сигнала, В | – | ±15 В<br>±5 В | ±11<br>±2,5 | ±12<br>±3 | – |
| Диапазон выходного сигнала, В | $R_н$=2 кОм<br>$R_н$=600 Ом<br>$R_н$=600 Ом | ±15 В<br>±15 В<br>±5 В | ±12<br>±11<br>±2,5 | ±13<br>±13<br>±3 | |
| Выходной ток к.з., мА | | ±5 В, ±15 В | | 80 | – |
| Выходной ток, мА | | ±5 В, ±15 В | 30 | 50 | |
| Общие гармонические искажения, дБ | $R_н$ = 1 кОм<br>$C_N$ = 50 пФ<br>f = 250 кГц,<br>3 В с.к.з., | ±15 В | – | –98 | –90 |
| | $R_н$ = 1 кОм<br>f = 20 кГц,<br>3 В с.к.з. | ±15 В | | –120 | –110 |

| Параметр | Условия измерения | Напряжение питания $U_п$ | Значение | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | | | мин. | тип. | макс. |
| Входное сопротивление (дифф.), кОм | – | – | | 7,5 | |
| Входное сопротивление (синф.), Мом | | | | 100 | |
| Входная емкость (дифф.), пФ | | | | 20 | |
| Входная емкость (синф.), пФ | | | | 5 | |
| Выходное сопротивление, мОм | $K_п = +1$, f = 1 кГц | – | – | 3 | – |
| Напряжение питания (рабочее), В | – | | ±5 | | ±18 |
| Ток потребления, мА | | ±5 В, ±15 В | | 8,2 | 10,5 |

Таблица 6.9

***Основные параметры монолитного усилителя AD797B (по данным фирмы Analog Devices)***

| Параметр | Условия измерения | Напряжение питания $U_п$ | Значение | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | | | мин. | тип. | макс. |
| Напряжение смещения, мкВ | | ±5 В, ±15 В | | 10 | 40 |
| | $T_{мин}...T_{макс}$ | | | 30 | 60 |
| Дрейф напряжения смещения, мкВ/°С | | ±5 В, ±15 В | | 0.2 | 0,6 |
| Входной ток, мкА | | ±5 В, ±15 В | | 0,25 | 0,9 |
| | $T_{мин}...T_{макс}$ | | | 0,25 | 2,0 |

| Параметр | Условия измерения | Напряжение питания $U_п$ | Значение | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | | | мин. | тип. | макс. |
| Разность входных токов, нА | | ±5 В, ±15 В | | 80 | 200 |
| | $T_{мин}...T_{макс}$ | | | 120 | 300 |
| Коэффициент усиления (разомкнутый), В/мкВ | $U_{вых}$ = ±10 В | ±15 В | | | |
| | $R_н$=2 кОм | | 2 | 20 | |
| | $T_{мин}...T_{макс}$ | | 2 | 10 | |
| | $R_н$=600 Ом | | 2 | 15 | – |
| | $T_{мин}...T_{макс}$ | | 2 | 7 | |
| В/В | На частоте 20 кГЦ | | $14\cdot10^3$ | $20\cdot10^3$ | |
| Произведение усиления на полосу пропускания, МГц | $K_п$ = 1000 | ±15 В | | 110 | |
| Полоса пропускания (–3дБ), МГц | $K_п$ = 10 | ±15 В | | 8 | |
| Полоса мощности, кГц | $U_{вых}$ = 20 В (размах) $R_н$ = 1 кОм | ±15 В | | 280 | |
| Скорость нарастания, В/мкс | $R_н$ = 1 кОм | ±15 В | 12,5 | 20 | |
| Время установления до 0,0015 %, нс | 10-В скачок | ±15 В | | 800 | 1200 |
| Ослабление синфазного сигнала, дБ | $U_{синф}$ = CMVR | ±5 В, ±15 В | 120 | 130 | – |
| | $T_{мин}...T_{макс}$ | | 114 | 120 | |
| Ослабление нестабильности напряжения питания, дБ | | $U_п$ = ±5 В...±18 В | 120 | 130 | – |
| | $T_{мин}...T_{макс}$ | | 114 | 120 | |

| Параметр | Условия измерения | Напряжение питания $U_п$ | Значение | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | | | мин. | тип. | макс. |
| Э.д.с. шума, нВ (размах) | f = 0,1 Гц… …10 Гц | ±15 В | | 50 | |
| нВ/$\sqrt{Гц}$ | f = 10 Гц | ±15 В | – | 1,7 | 2,5 |
| нВ/$\sqrt{Гц}$ | f = 1 кГц | ±15 В | | 0,9 | 1,2 |
| мкВ с.к.з. | f = 10 Гц… …1 МГц | ±15 В | | 1,0 | 1,2 |
| Ток шума, пА/$\sqrt{Гц}$ | f = 1 кГц | ±15 В | 2,0 | | |
| Диапазон входного синфазного сигнала, В | – | ±15 В<br>±5 В | ±11<br>±2,5 | ±12<br>±3 | – |
| Диапазон выходного сигнала, В | $R_н$=2 кОм<br>$R_н$=600 Ом<br>$R_н$=600 Ом | ±15 В<br>±15 В<br>±5 В | ±12<br>±11<br>±2,5 | ±13<br>±13<br>±3 | |
| Выходной ток к.з., мА | | ±5 В, ±15 В | | 80 | – |
| Выходной ток, мА | | ±5 В, ±15 В | 30 | 50 | |
| Общие гармонические искажения, дБ | $R_н$ = 1 кОм<br>$C_N$ = 50 пФ<br>f = 250 кГц,<br>3 В с.к.з., | ±15 В | – | –98 | –90 |
| | $R_н$ = 1 кОм<br>f = 20 кГц,<br>3 В с.к.з. | ±15 В | | –120 | –110 |
| Входное сопротивление (дифф.), кОм | – | – | 7,5 | | |
| Входное сопротивление (синф.), Мом | | | 100 | | |
| Входная емкость (дифф.), пФ | – | – | 20 | | |
| Входная емкость (синф.), пФ | | | 5 | | |

| Параметр | Условия измерения | Напряжение питания $U_п$ | Значение | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | | | мин. | тип. | макс. |
| Выходное сопротивление, мОм | $K_п = +1$, $f = 1$ кГц | – | – | 3 | – |
| Напряжение питания (рабочее), В | – | ±5 В, ±15 В | ±5 | | ±18 |
| Ток потребления, мА | | | | 8,2 | 10,5 |

Рекордные характеристики прибора в части разомкнутого коэффициента усиления и уровня нелинейных искажений обусловлены схемотехникой и точностью технологии производства. На рис. 6.9 показаны блок-схемы и упрощенная принципиальная схема AD797, поясняющие принцип его работы.

Можно заметить, что в схеме рис. 6.9, по сравнению с канонической топологией Лина, отсутствует КУН, а входной преобразователь проводимости непосредственно работает на большое входное сопротивление выходного повторителя напряжения. Такое решение приводит к положительному эффекту при жесткой привязке потенциалов в узлах A, B и C, то есть попарной идентичности транзисторов одной проводимости в интегральной структуре усилителя: допустимый технологический разброс приводит к деградации разомкнутого усиления на 30 ... 40 дБ, однако реальный выход приборов, параметры которых соответствуют приведенной спецификации, изготовителем не приводится (судя по высокой отпускной цене приборов, он невелик).

Другой особенностью схемы рис. 6.9 является возможность прямой компенсации нелинейности выходного каскада на переменном токе: при равенстве емкостей $C_C$ и $C_N$ паразитные гармоники вычитаются, подобно синфазной помехе в узлах A и B. В этом случае передаточная характеристика усилителя максимально приближается к однополюсной и колебательность при установлении ступенчатого выходного напряжения становится минимальной. На рис. 6.10 приведены зависимости уровня общих гармонических искажений плюс шум (дБ) от выходного напряжения масштабного усилителя на основе AD797 на 600-омной нагрузке при напряжениях питания ±5 и ±15 В на частоте 10 кГц, коэффициент передачи 20 дБ, шумовая полоса 100 кГц.

Розничная цена AD797 составляет примерно 11 долл. США за корпус.

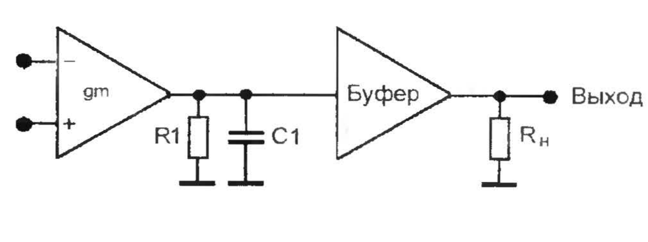







Рис. 6.9. Структурные и упрощенная электрическая схемы усилителя AD797 (по данным фирмы Analog Devices)

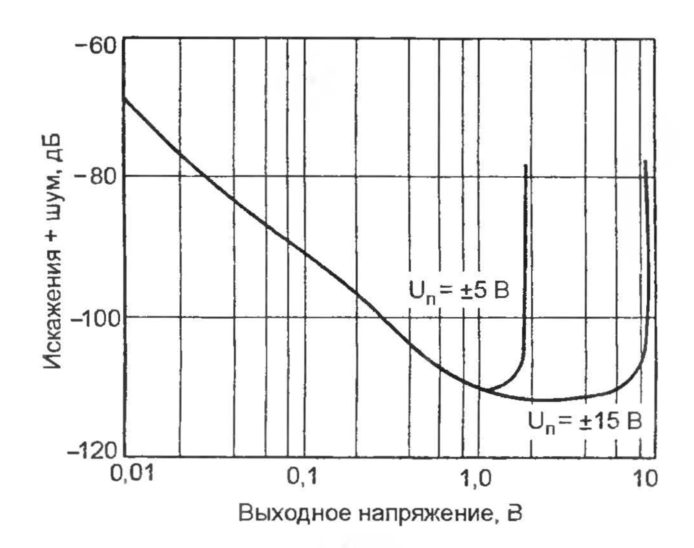



Рис. 6.10. Уровень общих гармонических искажений AD797 в зависимости от выходного напряжения в режиме масштабного усилителя при сопротивлении нагрузки 600 Ом на частоте 10 кГц, коэффициенте передачи равным 10 и полосе шума 100 кГц (по данным фирмы Analog Devices)

Следует упомянуть о недорогом быстродействующем ИОУ широкого применения типа AD825 с полевыми транзисторами на входе. Это прибор, выпускаемый с 1998 года, несомненно, подходит для использования в узлах качественной звукотехники, работающих при линейных уровнях сигнала. Определенным недостатком AD825, ограничивающим его широкое применение радиолюбителями, является размещение только в миниатюрном корпусе SOIC для поверхностного монтажа. В табл. 6.10 приведена спецификация ИОУ типа AD825.

Таблица 6.10

***Основные параметры ИОУ типа AD825A, $U_п$ = ±15 В (по данным фирмы Analog Devices)***

| Параметр | Условия измерения | Значение | | |
|---|---|---|---|---|
| | | мин. | тип. | макс. |
| Частота единичного усиления, МГц | $К_п$ = +1 | 23 | 26 | – |
| Полоса при неравномерности 0,1 дБ, МГц | | 18 | 21 | – |



10—3558

| Параметр | Условия измерения | Значение | | |
|---|---|---|---|---|
| | | мин. | тип. | макс. |
| Полоса пропускания (–3дБ), МГц | $K_п = +1$ | 44 | 46 | – |
| Скорость нарастания, В/мкс | | 125 | 140 | – |
| Время установления, нс | $R_н$=1 кОм $K_п = 1$ | | | |
| до 0,1 % | | – | 150 | 180 |
| 0,01% | 0-10 В скачок, | – | 180 | 220 |
| Общие гармонические искажения, дБ | $K_п = –1$ 0-10 В скачок, | – | –77 | – |
| | $K_п = –1$ | – | 1,3 | – |
| Дифференциальное усиление, % | $F_C$ = 1 МГц $K_п = –1$, | | | |
| | $R_н$=150 Ом, NTSC $K_п$ =+2 | – | 2,1 | – |
| Дифференциальная фаза, градусы | NTSC $R_н$=150 Ом $K_п$ =+2 | | | |
| Напряжение смещения, мВ | | – | 1 | 2 |
| | $T_{мин}...T_{макс}$ | | | 5 |
| Дрейф напряжения смещения, мкВ/°C | | – | 10 | – |
| Входной ток, пА | | | 15 | 40 |
| | $T_{мин}$ $T_{макс}$ | 5 | | 700 |
| Разность входных токов, пА | | | 20 | 30 |
| | $T_{мин}$ $T_{макс}$ | 5 | | 440 |
| Коэффициент усиления (разомкнутый), дБ | $U_{вых}$ = ± 10 В $R_н$ = 1 кОм | 70 | 76 | – |
| | $U_{вых}$ = ±7,5 В $R_н$ = 1 кОм | 70 | 76 | |
| | $U_{вых}$ = ±7,5 В $R_н$ = 150 Ом | 72 | 74 | |

| Параметр | Условия измерения | Значение | | |
|---|---|---|---|---|
| | | мин. | тип. | макс. |
| Ослабление синфазного сигнала, дБ | $U_{синф}$ = ±10 В | 71 | 80 | – |
| Э.д.с. шума, нВ/$\sqrt{Гц}$ | f = 10 кГц | | 12 | |
| Ток шума, фА/$\sqrt{Гц}$ | f = 10 кГц | | 10 | |
| Диапазон входного синфазного сигнала, В | – | | ±13,5 | |
| Диапазон выходного напряжения, В | $R_н$ = 1 кОм<br>$R_н$ = 500 Ом | 13<br>12,9 | ±13,3<br>±13,2 | – |
| Выходной ток, мА | | 50 | | |
| Выходной ток к.з., мА | | | 100 | |
| Входное сопротивление, Ом | – | | $5 \cdot 10^{11}$ | |
| Входная емкость, пФ | – | | 6 | |
| Выходное сопротивление, Ом | Без ООС | | 8 | |
| Ток потребления, мА | $T_{мин}...T_{макс}$ | – | 6,5 | 7,2<br>7,5 |

Несмотря на небольшое разомкнутое усиление (70 ... 76 дБ), прибор обеспечивает спектральную чистоту выходного сигнала за счет высоких динамических параметров (частота среза 23 МГц, скорость нарастания 120 В/мкс) и оптимального схемотехнического решения. На рис. 6.11 показана упрощенная принципиальная схема AD825.

Входные истоковые повторители через каскады ОБ на p-n-p-транзисторах нагружены на каскодный КУН, в котором происходит усиление по напряжению. Входной каскад не подвержен триггерному эффекту: в режиме перегрузки прямой ток затвора уходит в противоположное плечо, препятствуя перефазировке. Нелинейная часть частотной коррекции осуществляется конденсатором $C_F$: при малых токах нагрузки коэффициент передачи выходного повторителя близок к единице, разности потенциалов на обкладках конденсатора не возникает и ток через него не идет; с увеличением тока нагрузки коэффициент передачи выходного каскада падает и конденсатор начинает шунтировать КУН, понижая частоту основного полюса. Таким образом обеспечивается устойчивость ИОУ при емкостных нагрузках.

Рис. 6.11. Упрощенная принципиальная схема ИОУ типа AD825 (по данным фирмы Analog Devices)

На рис. 6.12 показаны графики АЧХ и ФЧХ усилителя AD825.

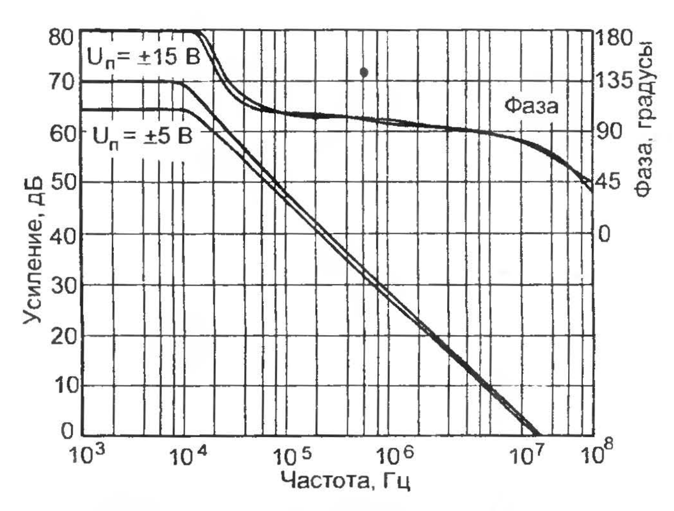



Рис. 6.12. Амплитудно-частотная и фазовая характеристики разомкнутого ИОУ типа AD825 при напряжениях питания ±5 и ±15 В (по данным фирмы Analog Devices)

Уровень общих гармонических искажений AD825 заведомо не превышает уровня синфазной погрешности, то есть –70 дБ на 20 кГц при напряжении питания ±15 В.

## Фирма Burr-Brown

Наиболее популярными «звуковыми» ИОУ фирмы Burr-Brown[13], вероятно, являются OPA604 (с полевыми транзисторами на входе) и его двухканальный вариант OPA2604, появившиеся в начале 1990-х годов. При разработке прибора особое внимание было уделено спектральной чистоте выходного сигнала, то есть минимизации шума и нелинейных искажений, при сохранении хороших динамических характеристик, свойственных ИОУ с полевыми транзисторами во входном дифференциальном каскаде. В результате серьезных исследований (выдано два патента на изобретения) получился не очень дорогой (розничная цена в Москве менее 2 долл. США) усилитель с хорошим балансом характеристик, наиболее важных для реализации звукотехнических устройств высокого качества, в том числе сугубо профессионального назначения. В табл. 6.11 приведены основные параметры OPA604.

Таблица 6.11

***Основные параметры ИОУ типа OPA604AP,AU $T_o = 25°C$, $U_п = ±15$ В (по данным фирмы Burr-Brown)***

| Параметр | Условия измерения | Значение | | |
|---|---|---|---|---|
| | | мин. | тип. | макс. |
| Напряжение смещения, мВ | | 80 | ±1 | ±5 |
| Средний дрейф напряжения смещения, мВ | | | ±8 | |
| Ослабление нестабильности напряжения питания, дБ | $U_п = ±5...±24$ В | | 100 | |
| Входной ток, пА | $U_{синф} = 0$ В | | 50 | |
| Разность входных токов, пА | $U_{синф} = 0$ В | | ±3 | |

---

[13] Пока книга готовилась к печати фирма Burr-Brown вошла в состав компании Texas Instruments (TI)

| Параметр | Условия измерения | Значение | | |
|---|---|---|---|---|
| | | мин. | тип. | макс. |
| Э.д.с. шума, спектральная плотность нВ/$\sqrt{Гц}$ : | – | | | |
| f = 10 Гц | | | 25 | |
| f = 100 Гц | | | 15 | |
| f = 1 кГц | | | 11 | |
| f = 10 кГц | | | 10 | |
| в полосе частот 20 Гц...20 кГц, мкВ (размах) | | | 1,5 | |
| Ток шума, спектральная плотность, фА/√Гц: f = 0,1 Гц...20 кГц | | | 4 | |
| Диапазон входного синфазного сигнала, В | | ±12 | ±13 | |
| Ослабление синфазного сигнала, дБ | $U_{синф}$ = ±12 В | 80 | 100 | |
| Входной импеданс, Ом\|\|пФ | – | | | |
| дифференциальный | | | $10^{12}$\|\|8 | |
| синфазный | | | $10^{12}$\|\|10 | |
| Коэффициент усиления напряжения (разомкнутый), дБ | $U_{вых}$ = ±10 В, $R_н$ = 1 кОм | 80 | 100 | |
| Произведение усиления на полосу пропускания, МГц | $K_п$ = 100 | | 20 | |
| Скорость нарастания, В/мкс | 20 В (размах) $R_н$ = 1 кОм | 15 | 25 | |
| Время установления, мкс | | | | |
| до 0,01% | $K_п$ =-1, 10-В скачок | | 1,5 | |
| 0,1% | | | 1 | |
| Общие гармонические искажения плюс шум (THD + N), % | $K_п$ = 1, f = 1 кГц $U_{вых}$= 3,5 В с.к.з. $R_н$ = 1 кОм | | 0,0003 | |

| Параметр | Условия измерения | Значение | | |
|---|---|---|---|---|
| | | мин. | тип. | макс. |
| Выходное напряжение, В | $R_н = 600$ Ом | ±11 | ±12 | |
| Выходной ток, мА | $U_{вых} = \pm 12$ В | | ±35 | |
| Выходной ток к.з., мА | | | ±40 | |
| Выходное сопротивление (без ООС), Ом | | | 25 | |
| Напряжение питания, В | – | | ±15 | |
| Диапазон изменения напряжения питания, В | | ±4,5 | | ±24 |
| Ток потребления, мА | | | ±5,3 | ±6 |
| Температурный диапазон, °С | – | | | |
| рабочий | | –25 | | +85 |
| при хранении | | –40 | | +125 |
| Тепловое сопротивление,°С/Вт | | | 90 | |

На рис. 6.13 приведены графики основных зависимостей для OPA604: спектральной плотности э.д.с. и тока шума, АЧХ и ФЧХ разомкнутого усилителя и импульсная характеристика для сигнала небольшого уровня.

Следует отметить небольшой вклад фликер-шума в низкочастотной области, близкое к минимальному значение запаса по фазе на частоте среза и отсутствие колебательности при установлении импульсного сигнала. На рис. 6.14 приведены два графика, характеризующие общие гармонические искажения OPA604. Схема измерения искажений приведена в гл. 7.

В отличие от OPA604 монолитный усилитель OPA134 имеет входной каскад на n-канальных полевых транзисторах. В результате его дифференциальная входная емкость в 4 раза меньше (2 пФ против 8 пФ у OPA604), что очень полезно для обеспечения устойчивости, минимизации искажений и времени установления, а также расширения полосы пропускания при работе с высокоомными источниками сигналов. Выпускаются также двух- и четырехканальные версии ИОУ – OPA2134 и OPA4134, соответственно. В табл. 6.12 приведены основные параметры OPA134.

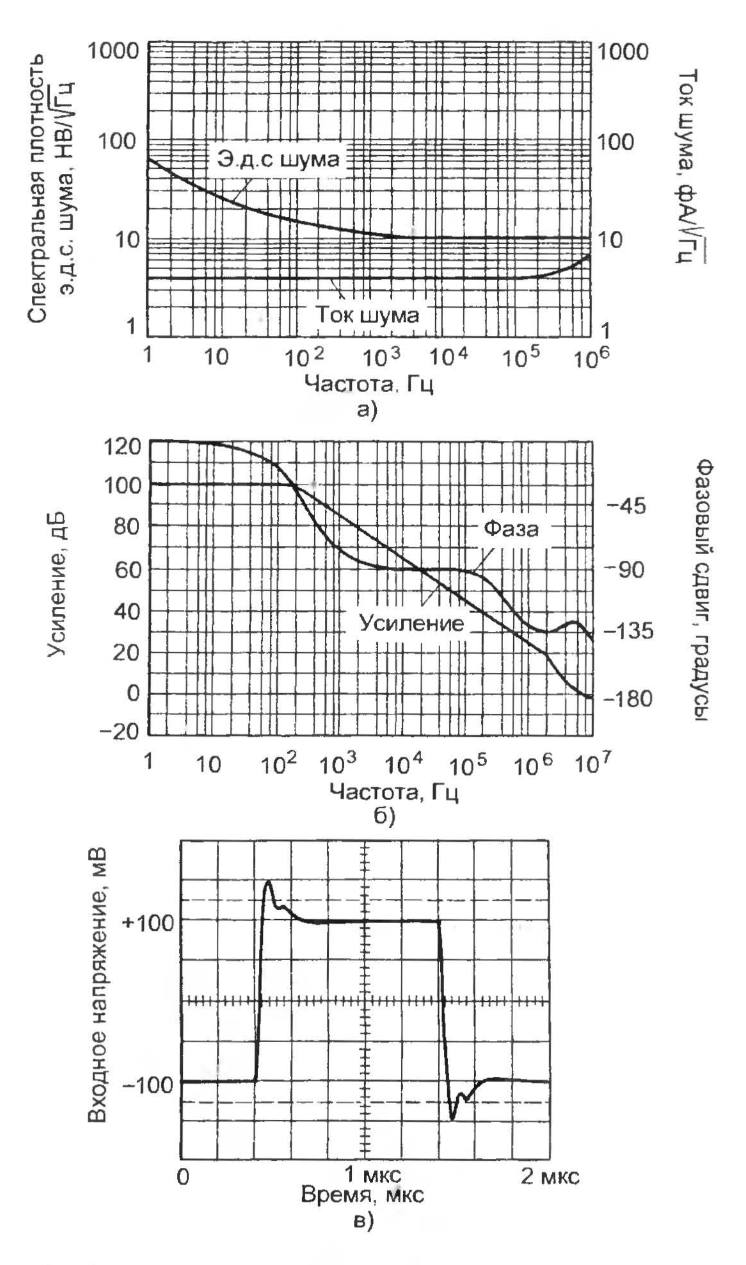



Рис. 6.13. Спектральная плотность э.д.с. и тока шума в зависимости от частоты (а), амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики (б), импульсная характеристика для малого сигнала (в) ИОУ типа OPA604 (по данным фирмы Burr-Brown)

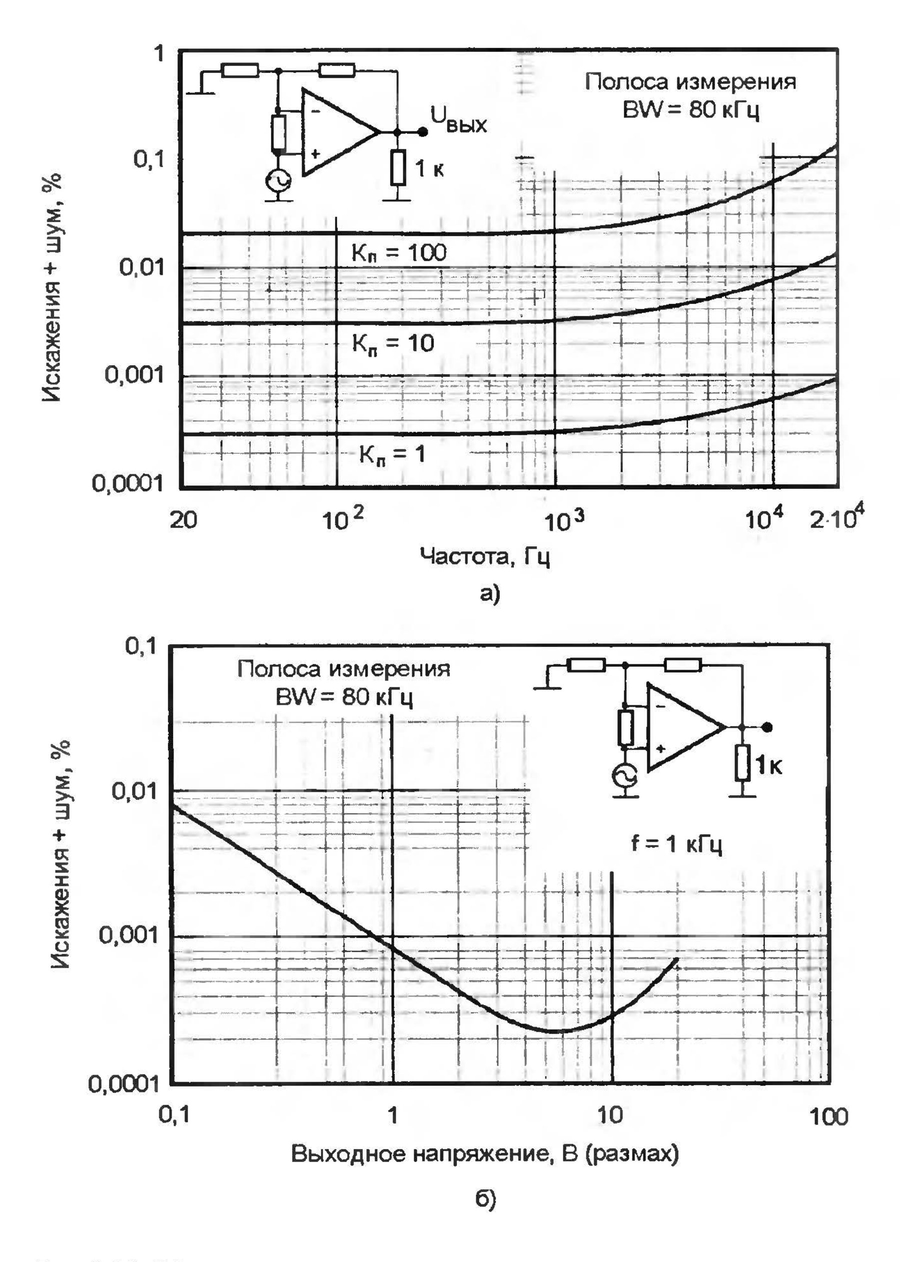



Рис. 6.14. Общие гармонические искажения плюс шум при различных значениях коэффициента передачи в зависимости от частоты (а) и амплитуды (б) выходного сигнала для ИОУ типа OPA604 (по данным фирмы Burr-Brown)

Таблица 6.12

**_Основные параметры ИОУ типа OPA134PA,UA; OPA2134PA,UA;OPA4134PA,UA $T_o$ = 25°C, $U_п$ = ±15 В (по данным фирмы Burr-Brown)_**

| Параметр | Условия измерения | Значение | | |
|---|---|---|---|---|
| | | мин. | тип. | макс. |
| Общие гармонические искажения плюс шум, % | $K_п$ = 1, f = 1 кГц<br>$U_{вых}$ = 3 В с.к.з.<br>$R_н$ = 2 кОм<br>$R_н$ = 600 Ом | | <br><br>0,00008<br>0,00015 | |
| Интермодуляционные искажения, дБ | $K_п$ = 1, f = 1 кГц<br>$U_{вых}$ = 1 В (размах) | – | –98 | – |
| Операционный запас (headroom), дБ (отн. уровня 0 dBU=0,7746 В с.к.з.) | Кг < 0,01%,<br>$R_н$ = 2 кОм<br>$U_п$ = ±18 В | | 23,6 | |
| Произведение усиления на полосу пропускания, МГц | | | 8 | |
| Скорость нарастания, В/мкс | | ±15 | ±20 | |
| Полоса мощности, МГц | | | 1,3 | |
| Время установления, мкс | | | | – |
| до 0,1% | $K_п$ = 1, 10-В скачок<br>$C_н$ = 100 пФ | | 0,7 | |
| 0,01% | $K_п$ = 1, 10-В скачок<br>$C_н$ = 100 пФ | | 1 | |
| Время восстановления после перегрузки, мкс | $(U_{вх})\cdot(Кп) = U_п$ | | 0,5 | |
| Э.д.с. шума, мкВ с.к.з. в полосе частот f = 20 Гц...20 кГц | | | 1,2 | |
| спектральная плотность f = 1 кГц, нВ/$\sqrt{Гц}$ | – | – | 8 | – |
| Спектральная плотность тока шума f = 1 кГц, фА/$\sqrt{Гц}$ | | | 3 | |

| Параметр | Условия измерения | Значение | | |
| --- | --- | --- | --- | --- |
| | | мин. | тип. | макс. |
| Напряжение смещения, мВ | | | ±0,5 | ±2 |
| | $T_o$ = −40°C…+85°C | | ±1 | ±3 |
| температурный дрейф, мВ | $T_o$ = −40°C…+85°C | | ±2 | |
| | $U_п$ = ±2,5 В…±18 В | 90 | 106 | |
| Ослабление нестабильности напр. питания, дБ | пост. ток<br>$R_н$ = 2 кОм | | 135 | |
| Разделение каналов (сдвоенный ИОУ, счетверенный ИОУ) | f = 20 кГц<br>$R_н$ = 2 кОм | | 130 | |
| Входной ток, пА | $U_{синф}$ = 0 В | – | +5 | ±100 |
| Температурный дрейф вх. тока, нА | – | – | – | ±5 |
| Разность входных токов, пА | $U_{синф}$ = 0 В | – | ±2 | ±50 |
| Диапазон входного синфазного сигнала, В | | (V-)+2,5 | ±13 | (V+)-2,5 |
| Ослабление синфазного сигнала, дБ | $U_{синф}$ = = −12,5 В. .+12,5 В | 86 | 100 | |
| | $T_o$ = −40°C…+85°C | | 90 | |
| Входной импеданс, Ом\|\|пФ | | – | | – |
| дифференциальный | $U_{синф}$ = −12,5 В… …+12,5 В | | $10^{13}$\|\|2 | |
| синфазный | | | $10^{13}$\|\|5 | |
| Коэффициент усиления напряжения (разомкнутый), дБ | $R_н$ = 10 кОм, $U_{вых}$ = −14,5 В… …+13,8 В | 104 | 120 | |
| | $R_н$ = 2 кОм, $U_{вых}$ = −13,8 В… …+13,5 В | 104 | 120 | |
| | $R_н$ = 600 Ом, $U_{вых}$ = −12,8 В… …+12,5 В | 104 | 120 | |

| Параметр | Условия измерения | Значение | | |
|---|---|---|---|---|
| | | мин. | тип. | макс. |
| Выходное напряжение, В | $R_н$= 10 кОм<br>$R_н$= 2 кОм<br>$R_н$= 600 Ом | (V-)+0,5<br>(V-)+1,2<br>(V-)+2,2 | | (V+)-1,2<br>(V+)-1,5<br>(V+)-2,5 |
| Выходной ток, мА | | | ±35 | |
| Выходной импеданс, Ом | | | | |
| с ООС<br>без ООС | f = 10 кГц<br>f = 10 кГц | | 0,01<br>10 | |
| Выходной ток к.з., мА | | | ±40 | |
| Напряжение питания, В | | | ±15 | |
| Диапазон напряжения питания, В | | ±2,5 | | ±18 |
| Ток потребления (на один канал), мА | $I_н$ = 0 | | 4 | 5 |
| Температурный диапазон, °С: | | | | |
| с сохранением параметров<br>рабочий<br>при хранении | | –40<br>–55<br>–55 | | +85<br>+125<br>+125 |
| Тепловое сопротивление, °С/Вт<br>в корпусе типа: | – | | | |
| 8-Pin DIP<br>SO-8 Surface-Mount<br>14-Pin DIP<br>SO-14 Surface-Mount | | | 100<br>150<br>80<br>110 | |

Важным, но редко нормируемым параметром интегральных усилителей, предназначенных для использования в профессиональной звуковой аппаратуре, является *время восстановления* после перегрузки входным сигналом, то есть время выхода из режима ограничения. Для OPA134 оно составляет 0,5 мкс, что меньше времени установления.

Вполне доступный по цене усилитель OPA134 (розничная цена в Москве менее 2 долл. США в корпусе mini-DIP) обеспечивает более низкий уровень гармонических искажений и шума, чем OPA604, гарантированный коэффициент усиления 104 дБ при 600-омной нагрузке и уровень интермодуляционных искажений –98 дБ (по методу CCIF). На рис. 6.15 приведены наиболее интересные графики, иллюстрирующие «звуковые» параметры ИОУ OPA134: частотная зависимость приведенной ко входу э.д.с. шума (размах и с.к.з.), АЧХ и ФЧХ разомкнутого усилителя, осциллограмма выходного импульсного сигнала (200 мВ) в режиме повторителя при емкостной нагрузке 100 пФ.

Более гладкий, близкий к каноническому однополюсному, вид АЧХ и ФЧХ усилителя OPA134 в высокочастотной области обусловливает снижение в 1,5 раза времени установления для зоны малых погрешностей (менее 0,1%) по сравнению с OPA604, хотя частота среза последнего почти вдвое выше. Такое поведение OPA134 возможно связано с более удачным термодинамическим решением топологии кристалла ИОУ. По этим же причинам в малосигнальной импульсной характеристке присутствует только чистая колебательность (1,5 периода затухающей синусоиды), обусловленная емкостью нагрузки, и нет теплового «подползания».

На рис. 6.16,*а* и *б* приведены графики зависимостей общих гармонических искажений (плюс шум) от частоты при различных напряжениях питания, а также зависимости относительных амплитуд второй и третьей гармоник от частоты при выходном напряжении 1 В с.к.з. и различных нагрузках.

Низкая амплитуда третьей гармоники, по сравнению со второй, особенно при небольшой нагрузке выходного каскада ИОУ (2 кОм), лишний раз подтверждает тот факт, что в правильно спроектированном входном дифференциальном каскаде на полевых транзисторах превалирует *квадратичная* нелинейность.

Гордостью фирмы Burr-Brown, без сомнения, является ИОУ типа OPA627, также с полевыми транзисторами во входном каскаде. Этот прибор выпускается по сложной технологии с диэлектрической изоляцией активных элементов (Difet) с *лазерной подгонкой* элементов входного каскада, поэтому московская розничная цена OPA627BP достигает 23 долл. США.

На рис. 6.17 приведена упрощенная электрическая схема OPA627 (OPA637 скорректирован на коэффициент передачи более 4 В/В).

Как известно, интегральная технология с диэлектрической изоляцией, когда каждый транзистор размещается в отдельном «кармане» из непроводящей двуокиси кремния, позволяет получать комплементарные транзисторные структуры с очень высокими статическими

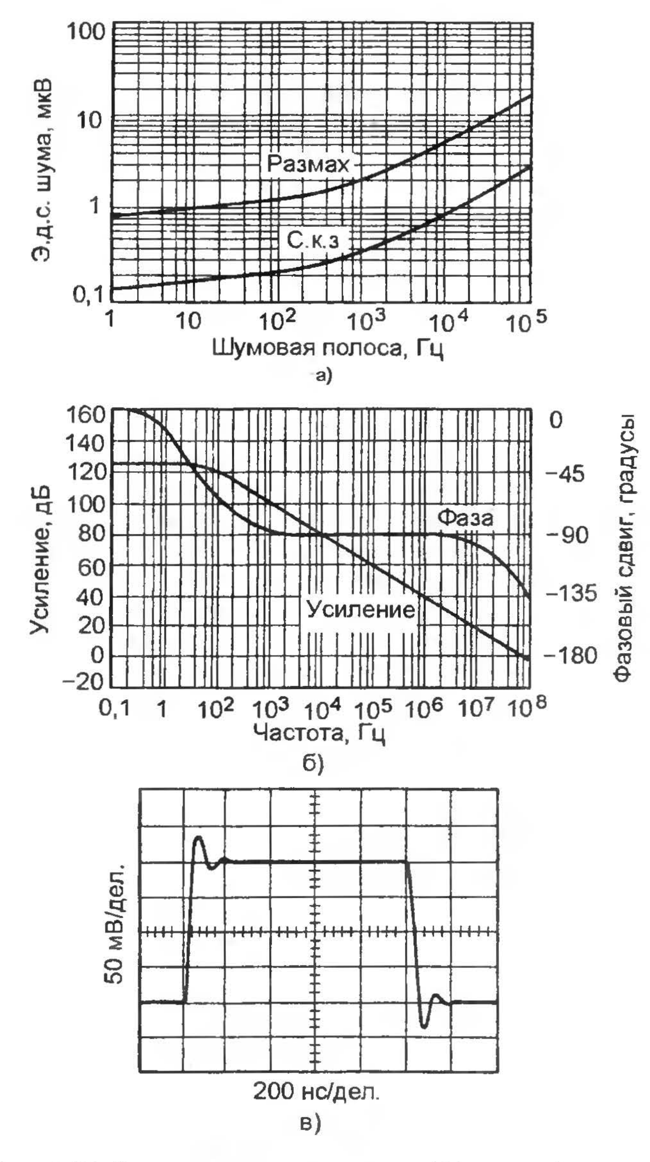



Рис. 6.15. Основные зависимости для ИОУ типа OPA134 (по данным фирмы Burr-Brown)

а – электродвижущая сила шума в зависимости от шумовой полосы при $R_и$ = 20 Ом; б – амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики; в – импульсная характеристика для малого сигнала в режиме повторителя при $C_н$ = 100 пФ

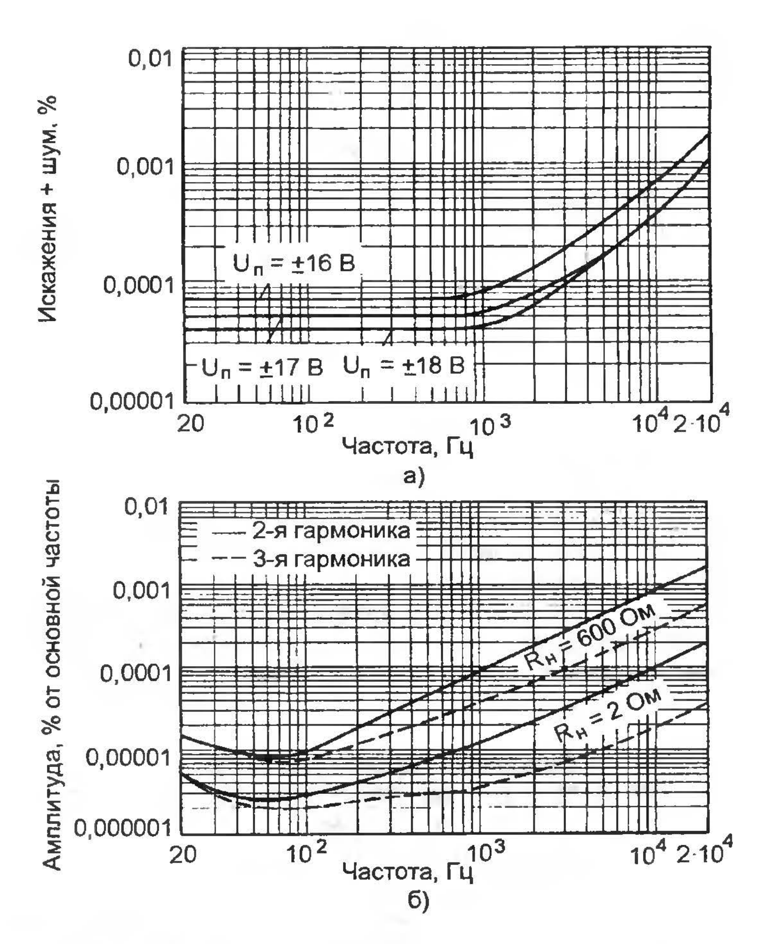



Рис. 6.16. Зависимость общих гармонических искажений плюс шум от частоты при различных напряжениях питания, при сопротивлении нагрузки 2 кОм, выходном напряжении 10 В с.к.з. (а), а также зависимости относительных амплитуд второй и третьей гармоник от частоты при выходном напряжении 1 В с.к.з. и различных нагрузках (б) ИОУ типа ОРА134 (по данным фирмы Burr-Brown)

и динамическими параметрами, поэтому схемотехническое решение усилителя ОРА627 близко к типовой топологии Лина с дифференциальным КУН на дискретных транзисторах.

Входные полевые транзисторы снабжены каскодами, напряжение сток-исток фиксировано следящей связью через два комплементарных эмиттерных повторителя, что обеспечивает высокое подавление синфазного сигнала в широкой полосе частот (более 80 дБ на 100 кГц), а также минимизацию тепловых эффектов. .

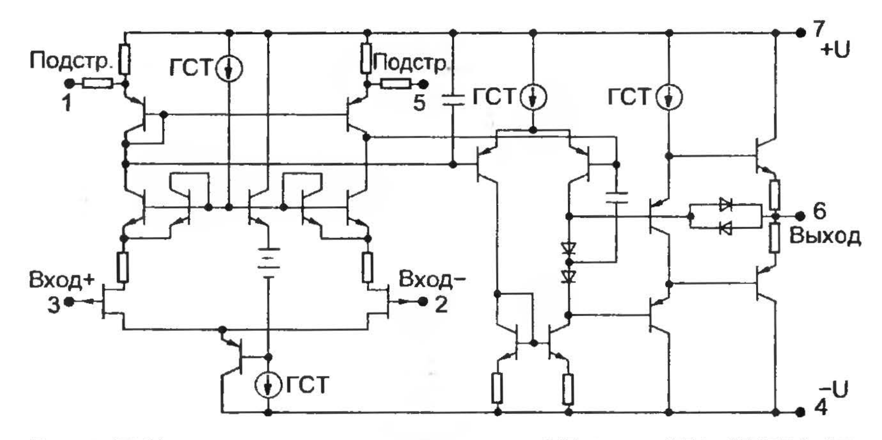



Рис. 6.17. Упрощенная электрическая схема ИОУ типа OPA627/OPA637 (по данным фирмы Burr-Brown)

В табл. 6.13 и 6.14 приведены основные параметры OPA627.

Статические характеристики OPA627 соответствуют биполярным ИОУ *инструментального* класса точности. Размах э.д.с. шума в полосе 0,1 ... 10 Гц не превышает 1,6 мкВ при типовом значении 600 нВ. Для сравнения, качественные ИОУ с биполярными транзисторами на входе обеспечивают размах напряжения

Табл. 6.13

***Основные параметры ИОУ типов OPA627BM, BP, SM; OPA637BM, BP, SM, $T_o = 25°C$, $U_п = ±15$ В (по данным фирмы Burr-Brown)***

| Параметр | Условия измерения | Значение | | |
|---|---|---|---|---|
| | | мин. | тип. | макс. |
| Напряжение смещения, мкВ | | | 40 | 100 |
| AP, BP, AU группы | | | 100 | 250 |
| средний дрейф, мкВ/°С | | | 0,4 | 0,8 |
| AP, BP, AU группы | | | 0,8 | 2 |
| Ослабление нестаб. напряжения питания, дБ | $U_п = ±4,5...±18$ В | 106 | 120 | |
| Входной ток, пА | $U_{синф} = 0$ В | | 1 | 5 |
| в температурном диапазоне, нА | $U_{синф} = 0$ В | – | | 1 |
| SM группа, нА | $U_{синф} = 0$ В | | | 50 |
| в диапазоне синфазного сигнала, нА | $U_{синф} = ±10$ В | | 1 | |

| Параметр | Условия измерения | Значение | | |
|---|---|---|---|---|
| | | мин. | тип. | макс. |
| Разность входных токов, пА<br>в температурном диапазоне, пА<br>SM группа, нА | $U_{синф}$ = 0 В<br><br>$U_{синф}$ = 0 В | – | 0,5 | 5<br><br>1<br>50 |
| Э.д.с. шума спектральная плотность, нВ/$\sqrt{Гц}$<br>f = 10 Гц<br>f = 100 Гц<br>f = 1 кГц<br>f = 10 кГц<br>в полосе частот 0,1 Гц...10 Гц, мкВ (размах)<br>Ток шума спектральная плотность при f = 100 Гц, фА/$\sqrt{Гц}$<br>В полосе частот 0,1 ...10 Гц, фА (размах) | – | – | <br>15<br>8<br>5,2<br>4,5<br>0,6<br><br>1,6<br><br>30 | <br>40<br>20<br>8<br>6<br>1,6<br><br>2,5<br><br>60 |
| Входной импеданс, Ом‖пФ<br>Дифференциальный<br>синфазный | – | | <br>$10^{13}$‖8<br>$10^{13}$‖7 | – |
| Диапазон входного синфазного сигнала<br>в температурном диапазоне, В<br>Ослабление синфазного сигнала, дБ | <br><br>$U_{синф}$ =±10,5 В | ±11<br>±10,5<br>106 | ±11,5<br>±11<br>116 | – |
| Коэффициент усиления напряжения (разомкнутый), дБ<br>в температурном диапазоне<br>SM группа | $U_{вых}$ = ±10 В, $R_н$ = 1 кОм<br>$U_{вых}$ = ±10 В, $R_н$ = 1 кОм<br>$U_{вых}$ = ±10 В, $R_н$ = 1 кОм | 112<br>106<br>100 | 120<br>117<br>114 | – |

| Параметр | Условия измерения | Значение | | |
|---|---|---|---|---|
| | | мин. | тип. | макс. |
| Скорость нарастания, В/мкс | | | | |
| OPA627 | $K_п = -1$, 10В скачок | 40 | 55 | |
| OPA637 | $K_п = -4$, 10В | 100 | 135 | |
| Время установления, нс | | | | |
| OPA627 0,01% | $K_п = -1$, 10 В | | 550 | |
| OPA627 0,1% | $K_п = -1$, 10 В | | 450 | |
| OPA637 0,01% | $K_п = -4$, 10 В | | 450 | |
| OPA637 0,1% | $K_п = -4$, 10 В | | 300 | |
| Произведение усиления на полосу пропускания, МГц | | | | |
| OPA627 | $K_п = 1$ | | 16 | |
| OPA637 | $K_п = 10$ | | 80 | |
| Общие гармонические. искажения плюс шум, % | $K_п = +1$, f = 1 кГц | | 0,00003 | |
| Напряжение питания, В | – | | ±15 | |
| Диапазон изменения напряжения питания, В | | ±4,5 | | ±18 |
| Ток потребления, мА | | | ±7 | ±7,5 |
| Выходное напряжение, В | $R_н = 1$ кОм | ±11,5 | ±12,3 | |
| в температурном диапазоне | | ±11 | ±11,5 | |
| Выходной ток, мА | $U_{вых} = ±10$ В | | ±45 | |
| Выходной ток к.з., мА | | ±35 | +70/ –55 | ±100 |
| Выходной импеданс (без ООС), Ом | f = 1МГц | | 55 | |
| Температурный диапазон, °С | – | | – | |
| группы BP, BM, | | –25 | | +85 |
| SM | | –55 | | +125 |

Таблица 6.14

**_Основные параметры ИОУ типов OPA627AM, AP, AU; OPA637AM, AP, AU $T_o$ = 25°C, $U_п$ = ±15 В (по данным фирмы Burr-Brown)_**

| Параметр | Условия измерения | Значение | | |
|---|---|---|---|---|
| | | мин. | тип. | макс. |
| Напряжение смещения, мкВ | | | 130 | 250 |
| AP, AU группы | | | 280 | 500 |
| средний дрейф, мкВ/°С AP, AU группы | | | 1,2 | 2 |
| Ослабление нестаб. напряжения питания, дБ | $U_п$ = ±4,5…±18 В | 100 | 2,6<br>16 | |
| Входной ток, пА | $U_{синф}$ = 0 В | | 2 | 10 |
| в температурном диапазоне, пА | $U_{синф}$ = 0 В | | | 2 |
| в диапазоне синфазного сигнала, нА | $U_{синф}$ = 0 В<br>$U_{синф}$ = ±10 В | – | 2<br>1 | |
| Разность входных токов, пА | $U_{синф}$ = 0 В | | | 10 |
| в температурном диапазоне, нА | $U_{синф}$ = 0 В | | | 2 |
| Э.д.с. шума спектральная плотность, нВ/$\sqrt{Гц}$ f = 10 Гц f = 100 Гц f = 1 кГц f = 10 кГц | – | – | 20<br>10<br>5,6<br>4,8 | – |
| в полосе частот 0,1 Гц…10 Гц, мкВ (размах) | | | 0,8 | |
| Ток шума спектральная плотность при f = 100 Гц, фА/$\sqrt{Гц}$ | – | – | 2,5 | – |
| в полосе частот 0,1 …10 Гц, фА (размах) | | | 48 | |

| Параметр | Условия измерения | Значение | | |
|---|---|---|---|---|
| | | мин. | тип. | макс. |
| Входной импеданс, Ом‖пФ<br>дифференциальный<br>синфазный | – | – | $10^{13}$‖8<br>$10^{13}$‖7 | – |
| Диапазон входного синфазного сигнала | | ±11 | ±11,5 | |
| в температурном диапазоне, В | | ±10,5 | ±11 | – |
| Ослабление синфазного сигнала, дБ | $U_{синф}$ =±10,5 В | 100 | 110 | |
| Коэффициент усиления напряжения (разомкнутый), дБ | $U_{вых}$ = ±10 В, $R_н$ = 1 кОм | 106 | 116 | – |
| в температурном диапазоне | | 100 | 110 | |
| Скорость нарастания, В/мкс | | | | |
| OPA627<br>OPA637 | $K_п$ =–1, 10-В скачок<br>$K_п$ = –4, 10-В | 40<br>100 | 55<br>135 | |
| Время установления, нс | | | | |
| OPA627 0,01%<br>OPA627 0,1%<br>OPA637 0,01%<br>OPA637 0,1% | $K_п$ = –1, 10 В<br>$K_п$ = –1, 10 В<br>$K_п$ = –4, 10 В<br>$K_п$ = –4, 10 В | | 550<br>450<br>450<br>300 | – |
| Произведение усиления на полосу пропускания, МГц | | | | |
| OPA627<br>OPA637 | $K_п$ = 1<br>$K_п$ = 10 | | 16<br>80 | |
| Общие гармонические. искажения плюс шум, % | $K_п$ = +1, f = 1 кГц | | 0,00003 | |

| Параметр | Условия измерения | Значение | | |
|---|---|---|---|---|
| | | мин. | тип. | макс. |
| Напряжение питания, В | – | | ±15 | ±18 |
| Диапазон изменения напряжения питания, В | | ±4,5 | | |
| Ток потребления, мА | | | ±7 | ±7,5 |
| Выходное напряжение, В | $R_н$ = 1 кОм | ±11,5 | ±12,3 | |
| в температурном диапазоне | | ±11 | ±11,5 | |
| Выходной ток, мА | $U_{вых}$ = ±10 В | | ±45 | |
| Выходной ток к.з., мА | | ±35 | +70/ –55 | ±100 |
| Выходной импеданс (без ООС), Ом | f = 1МГц | | 55 | |
| Температурный диапазон, °С | – | | – | |
| группы АР, | | –60 | | 150 |
| АМ, AU | | –40 | | 125 |

шума около 300 нВ в той же полосе частот. Однако размах инфранизкочастотного тока шума OPA627 составляет 30 фемтоампер. Спектральная плотность напряжения шума OPA627 на частоте 1 кГц вполне сравнима с аналогичным параметром для биполярного ИОУ типа NE5534 (см. выше).

На рис. 6.18 приведен график высокочастотной области АЧХ и ФЧХ, а также осциллограмма выходного импульсного сигнала в режиме повторителя. Небольшое перерегулирование при установлении сигнала обусловлено близким к критическому (30 градусов) запасом по фазе на частоте среза.

Спектральную чистоту выходного сигнала OPA627 в значительной мере характеризуют зависимости общих гармонических искажений от частоты при разной глубине общей последовательной ООС, приведенные на рис. 6.19. Размах выходного сигнала 20 В/600 Ом‖100 пФ.

## Усилитель с дифференциальным параллельным каналом

Несмотря на великолепные электроакустические характеристики предварительных усилителей, построенных с использованием ИОУ последнего поколения, существуют естественные физические

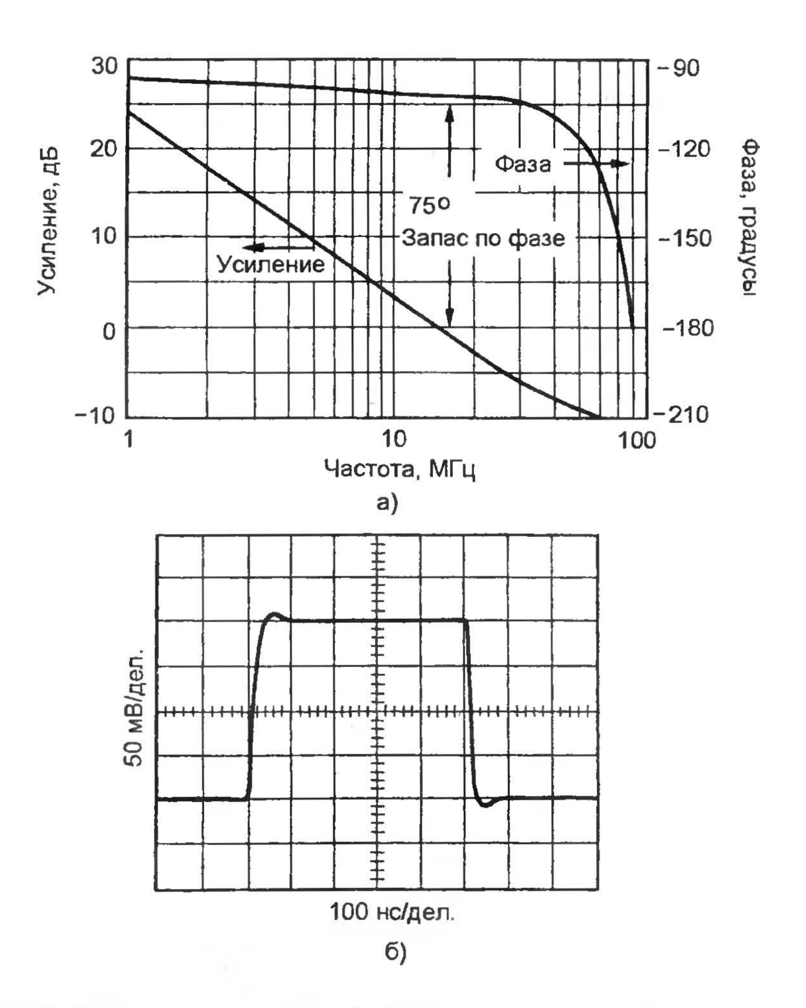



Рис.6. 18. График высокочастотной области амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик (а) разомкнутого усилителя и осциллограмма (б) 200-мВ импульсного сигнала ИОУ типа OPA627 в режиме повторителя (по данным фирмы Burr-Brown)

ограничения, препятствующие сочетанию предельных параметров быстродействия, точности, устойчивости и линейности в одном монолитном приборе.

Опубликовано много схем на основе двух и более ИОУ, в которых недостаток петлевого усиления, нагрузочной способности или быстродействия восполняется при помощи каскадирования интегральных приборов, охваченных местными линейными или частотнозависимыми ООС.

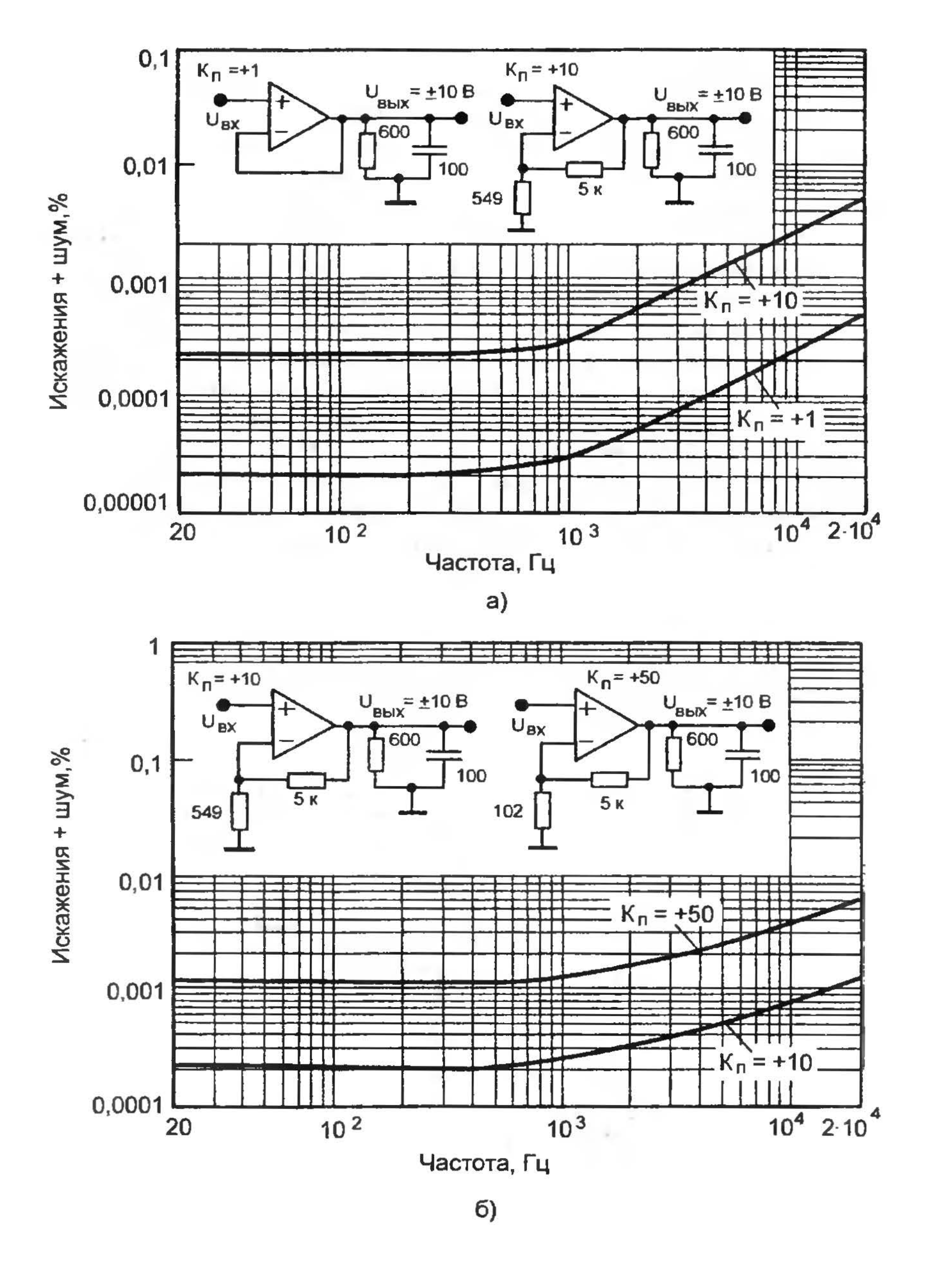



Рис. 6. 19. Зависимости общих гармонических искажений плюс шум от частоты входного сигнала при различных коэффициентах передачи ИОУ и полосе измерения 80 кГц (по данным фирмы Burr-Brown)
а – типа OPA627; б – типа OPA637

Среди структурных схем составных ОУ наиболее известна схема Гольдберга (Goldberg, E.G.), опубликованная в 1950 году. Основной идеей структуры является компенсация напряжения смещения и его температурного дрейфа, а также увеличение усиления на постоянном токе широкополосного дифференциального усилителя при помощи низкочастотного параллельного канала усиления. На рис. 6.20, в качестве примера, приведена схема инвертирующего масштабного усилителя, реализованного на двух ИОУ по топологии Гольдберга.

Поскольку работа низкочастотного канала в полной полосе частот ОУ невозможна по соображениям устойчивости, он выполняется в виде инвертирующего интегратора с постоянной времени, равной постоянной времени дифференцирующей цепочки на инвертирующем входе широкополосного канала, которая препятствует прохождению входного тока широкополосного усилителя на вход ОУ. Сигнал с выхода интегратора подается на неинвертирующий вход широкополосного ИОУ. Разомкнутое усиление такой схемы в низкочастотной области равно произведению коэффициентов усиления двух ОУ, а результирующая АЧХ в области средних частот и выше практически соответствует АЧХ широкополосного ИОУ, в данном примере это LM118. Как и в структуре Бакерфилда, упомянутой в гл. 3, низкочастотный шум и температурный дрейф ОУ в значительной степени соответствуют параметрам ИОУ низкочастотного канала, т. е. LM108 в нашем примере.

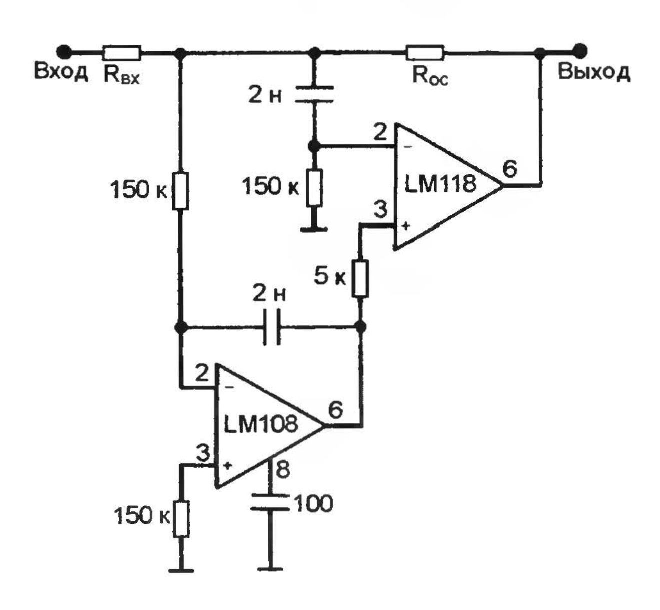



Рис. 6.20. Пример составного ОУ по схеме Гольдберга

Схемотехнические решения на основе структуры Гольдберга не являются универсальными, так как на практике осуществимы в виде ОУ с *инвертирующим* входом (неинвертирующий вход обычно заземлен), что не оптимально по шумовым характеристикам и не всегда удобно.

Существует способ реализации операционного усилителя с дифференциальными входами, в котором сочетаются лучшие качества двух разнородных ИОУ, несовместимые в одной интегральной структуре. На рис. 6.21 приведена принципиальная схема операционного усилителя с дифференциальным параллельным каналом (УСТ83, по классификации автора).

Принцип построения ОУ рис. 6.21 довольно прост: на один из двух вспомогательных входов быстродействующего ИОУ А1, предназначенных для подключения потенциометра балансировки, подается токовый сигнал с выхода ИОУ А2. Поскольку соответствующие входы усилителей А1 и А2 объединены, получившийся ОУ имеет *полноценный дифференциальный вход* и может использоваться в неинвертирующих схемах масштабных усилителей, вплоть до повторителя напряжения.

В качестве А1 целесообразно применять быстродействующие ИОУ с полевыми транзисторами на входе, большинство из которых имеют очень низкий входной ток, но посредственные шумовые и статические характеристики. Как правило, входы балансировки таких ИОУ представляют собой дополнительные эмиттерные отводы p-n-p–транзисторов токового зеркала входного дифференциального каскада. Между этими отводами подключается потенциометр

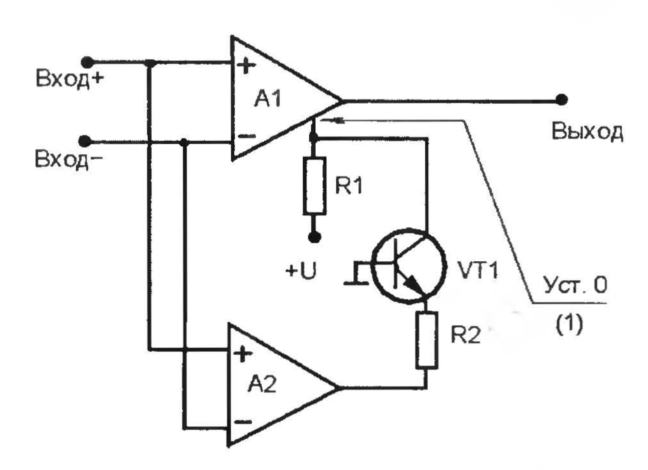



Рис. 6.21. Операционный усилитель с дифференциальным параллельным каналом

к шине положительного питания. Иногда входы балансировки являются истоками дополнительных полевых транзисторов. (В зеркальной схеме входного каскада движок потенциометра подключается к шине отрицательного питания.) При таком способе балансировки входного каскада осуществляется необходимая коррекция токов в его плечах либо напряжения смещения дифференциального КУН. В любом случае, чувствительности входа балансировки достаточно для нормальной работы схемы рис. 6.21.

Полярность нужного входа балансировки по отношению ко входу ИОУ можно определить экспериментально, но, как правило, им является вывод 1 стандартного восьмивыводного корпуса, в котором инвертирующий вход – вывод 2, а неинвертирующий – 3. Типовое значение сопротивления резисторов R1 = R2 ≥ 2,7 кОм, транзистор T1 – любого типа, аналогичный отечественному прибору КТ315 (BC107). В качестве A2 используется малошумящий биполярный ИОУ, например, LM108 (К140УД14), μA725 (К153УД5), OP07 (К140УД17) или OP27 (К140УД25), скорректированный на *единичное* усиление. Большой коэффициент усиления от выхода A2 до выхода A1 и широкий линейный диапазон полевого A1 по входному сигналу предотвращают динамическую перегрузку низкочастотного ИОУ.

Один из первых вариантов дифференциального операционного усилителя УСТ83 был реализован на ИОУ К544УД1 (A1) и К140УД14 (A2). Испытания показали, что динамические свойства УСТ83, включая время установления для зоны малых погрешностей, практически соответствуют параметрам ИОУ типа К544УД1, а статические, включая низкочастотный шум, – К140УД14, то есть фликер-шум A1 был полностью подавлен. Разомкнутый коэффициент усиления УСТ83 в низкочастотной области превысил 140 дБ.

Таким образом, добавление всего четырех элементов к ИОУ средней точности позволяет реализовать операционный усилитель с уникальным сочетанием параметров, что позволяет конструировать звукоусилительные устройства с большим динамическим диапазоном и высокой линейностью.

Одним из применений дифференциального ОУ является входной преобразователь балансного (симметричного) сигнала в однофазный. Такие устройства чрезвычайно полезны для построения входных цепей профессиональных УМЗЧ, используемых в условиях индустриальных помех. На рис. 6.22 приведена схема стандартного преобразователя на операционном усилителе A1 и четырех прецизионных резисторах.

Подавление синфазной помехи в схеме рис. 6.22 зависит от взаимного согласования номиналов резисторов, а также импедансов симметричных выходов источника сигнала. При указанных номиналах резисторов рассогласование в 2 ома приводит к максимальному значе-

нию подавления синфазной помехи примерно 80 дБ. Если использовать прецизионные резисторы типа С2 – 29В, например, с допуском ±0,05%, то подавление паразитного синфазного сигнала будет не хуже 60 дБ. Максимальное напряжение синфазной помехи в два раза больше максимального дифференциального напряжения.

Резисторы R1 – R4 можно подобрать из менее точных и дорогих, например, типа С2 – 23, так как абсолютное значение номинала не так важно: главное, чтобы взаимный разброс был минимальным. Долговременную стабильность сопротивления недорогих резисторов можно существенно повысить, прогрев их выводы паяльником (вблизи корпуса) в течение нескольких секунд, до появления видимого изменения окраски и характерного запаха. Такой процесс сродни *термотренировке*.

Очень высокие требования к ИОУ предъявляются в схемах предварительных усилителей-корректоров сигналов звукоснимателя с подвижным магнитом (ММ – moving magnet). На рис. 6.13 приведена типовая схема такого корректора, а на рис. 6.24 – график коэффициента передачи (дБ) от частоты (Гц).

Коэффициент передачи составляет около 40 дБ на частоте 1 кГц. Такое значение является стандартным для ММ-звукоснимателя средней чувствительности, то есть с выходным напряжением 1...1,5 мВ с.к.з. при амплитуде колебательной скорости 1 см/с. Вид АЧХ примерно соответствует рекомендациям RIAA (Record Industry Association of America) и МЭК (в низкочастотной области).

Как известно, высококачественные рекордеры могли нарезать звуковую канавку на лаковом диске с амплитудой колебательной скорости 33 см/с и выше. На грампластинках хорошего качества и большим динамическим диапазоном часто «встречается» колебательная скорость 25 см/с в диапазоне частот 800 Гц ... 2,5 кГц и реже – до 50 см/с.

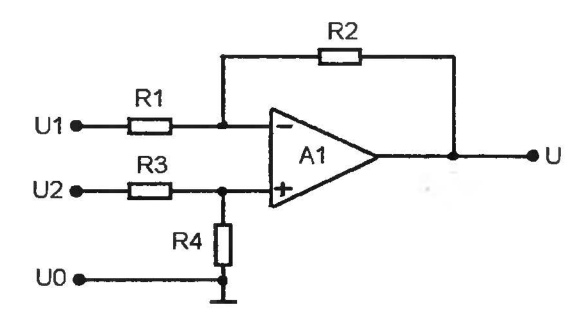



Рис. 6.22. Преобразователь дифференциального сигнала в однофазный: U = U2 – U1; R1 = R2 = R3 =R4 = 10 кОм

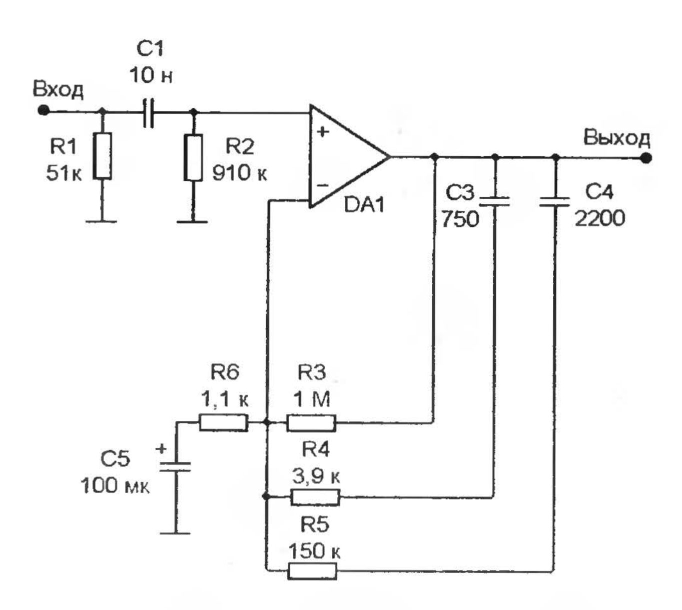



Рис. 6.23. Типовая схема предусилителя-корректора для звукоснимателя с подвижным магнитом

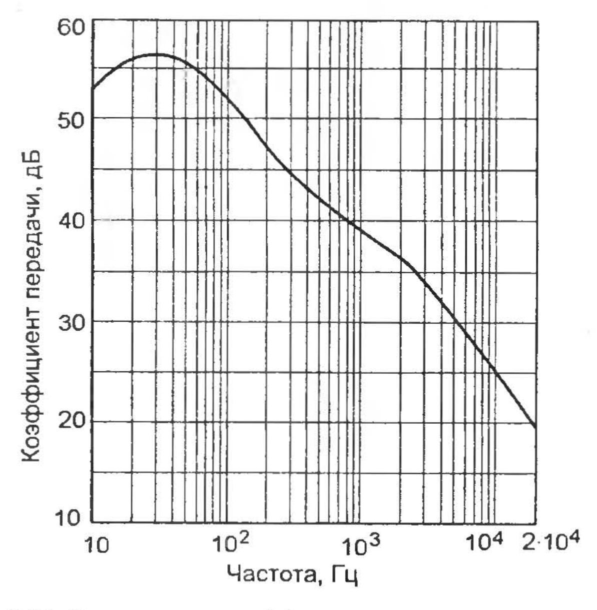



Рис. 6.24. Зависимость коэффициента передачи от частоты предусилителя-корректора по схеме рис. 6.23

На более высоких частотах колебательная скорость снижается пропорционально частоте сигнала. Хороший звукосниматель с малой приведенной массой и высокой податливостью, работающий с прижимной силой 10...15 мН в приличном тонарме (например, SME3009), выдерживает, без отрыва иглы, амплитуду колебательной скорости записи 18 см/с на частоте 10 кГц и 28 см/с на частоте 1 кГц. Нетрудно подсчитать, что размах выходного напряжения ММ-звукоснимателя средней чувствительности в этом случае составляет ±51 мВ на частоте 10 кГц и ±79 мВ на частоте 1 кГц, что, замечу, превышает линейный диапазон входного дифференциального каскада на биполярных транзисторах (см. гл. 3). Вполне вероятны кратковременные превышения указанных значений выходного сигнала в 1,5 – 2 раза.

Режим работы ИОУ в схемах неинвертирующего НЧ-фильтра или интегратора, подобной рис. 6.33, является своеобразным: коэффициент передачи последовательной ООС возрастает от частоты, то есть входной *синфазный* сигнал увеличивается, в то время как коэффициент ослабления синфазного сигнала (CMRR) падает. Как отмечалось выше, малошумящие биполярные ИОУ не могут нормально работать с глубокой ООС. Увеличение коэффициента передачи (то есть уменьшение глубины ООС) предусилителя-корректора свыше 40 дБ (на частоте 1 кГц) нежелательно из-за минимального запаса (headroom) по амплитуде выходного сигнала. По этим причинам использование биполярных ИОУ в предусилителях-корректорах для ММ-звукоснимателей приводит к повышенным *интермодуляционным* и гармоническим искажениям. Усилители с полевыми транзисторами во входном каскаде имеют более высокий уровень напряжения шума (в основном, за счет фликер-шума), причем, в случае предусилителя-корректора, именно в диапазоне максимального коэффициента передачи (см. рис. 6.24).

Проблему повышенной интермодуляции и фликер-шума снимает использование в предусилителе-корректоре по схеме рис. 6.23 ОУ с дифференциальным параллельным каналом (см. рис. 6.21). Большое разомкнутое усиление УСТ83, а также высокая линейность ИОУ с полевыми транзисторами на входе при малых коэффициентах передачи в неинвертирующем включении, позволяют увеличить глубину ООС и запас по амплитуде выходного сигнала в звуковом диапазоне частот (номинал резистора R6 в схеме рис. 6.33 можно увеличить втрое), что благоприятно сказывается на уровне общих гармонических искажений предусилителя-корректора. Непревзойденные электроакустические параметры фонокорректора с различными ММ-звукоснимателями были получены при реализации ОУ с дифференциальным параллельным каналом на интегральных приборах типа OPA134 и LM108 (К140УД14). «Прозрачность» такого предусилителя-корректора для звукового сигнала превышает возможности тракта механической записи.

# Глава 7

# ИЗГОТОВЛЕНИЕ И ИСПЫТАНИЯ УМЗЧ

К сожалению, ни один из известных автору программных пакетов САПР печатных плат не может адекватно развести в автоматическом режиме простую аналоговую схему: последующие исправления и перекомпоновка отнимают больше времени, чем ручная разводка. Однако, при широкой доступности персональных компьютеров и программ САПР, нецелесообразно отказываться от этих средств и выполнять разводку полностью вручную. Современные программы разводки ускоряют процесс в целом и проверяют ее корректность при помощи списка соединений (netlist), генерируемого при вводе электрической схемы. Шансы на ошибку значительно уменьшаются.

## Изготовление печатных плат

Ниже описывается, с некоторыми дополнениями, метод изготовления печатных плат в домашних условиях, успешно применяемый Р.Слоуном.

1. Сгенерируйте рисунок печатной платы при помощи любой программы с опцией «площадки и отверстия для прототипов», это поможет при сверлении отверстий после завершения процесса травления. Поставьте опцию «зеркальное изображение», чтобы преобразовать разводку к виду, необходимому для процесса фотоэкспонирования.
2. Напечатайте рисунок на прозрачной пленке, которая используется для цветной струйной печати. В данном случае прозрачный оригинал станет фотопозитивом изображения рисунка печатной платы. Напечатайте разводку как можно темнее (непрозрачнее). Целесообразно вывести рисунок дважды на один лист, а также использовать водостойкие чернила повышенной оптической плотности. Это способствует заполнению любых пробелов и увеличивает непрозрачность. Однако не ясно, насколько хорошо двойная печать работает на всех струйных принтерах.
3. Вынесете пленку на свет и внимательно проверьте отсутствие проплешин и полупрозрачных участков на рисунке. Если вы увидите небольшие отверстия или светлые пятна, заретушируйте их несмываемым маркером.

4. Для процесса фотоэкспонирования вам понадобится зеркальная лампа накаливания мощностью 150...200 Вт (или ультрафиолетовая лампа, в зависимости от марки фоторезиста), чистая стеклянная поверхность с размерами не меньше печатной платы, предварительно обработанная фотопозитивом фольгированная плата и раствор проявителя для проявки фоторезиста.
5. Обрежьте фольгированный лист до размеров печатной платы. Подвесьте лампу накаливания на расстоянии 25...30 см над экспонируемой областью. Снимите защитную пленку с платы. Положите на нее пленку с рисунком. Проверьте, что она не лежит рисунком вниз. Положите сверху стекло, чтобы пленка прижалась к экспонируемой поверхности. Включите лампу и экспонируйте приблизительно 10 минут.
6. Быстро погрузите экспонированную плату в раствор проявителя. Примерно через минуту вы должны увидеть, как засвеченный фоторезист сойдет в раствор, оставив чистый рисунок печатной платы. Как только экспонированная область очистится от фоторезиста, показывая яркую медную фольгу, выньте плату из раствора проявителя и промойте под струей холодной воды.
7. Опустите печатную плату в раствор для травления меди. Обычно им является раствор на основе хлорного железа. Будьте с ним осторожны: ржавеет все, что с ним контактирует. Не занесите его на кожу или в глаза – используйте защитные очки и резиновые перчатки. Налейте раствор в стеклянную или пластмассовую ванночку; не допускайте его контакта ни с какими металлами, кроме медной фольги печатной платы. Раствор для травления можно приобрести в сухом или жидком виде в различных концентрациях, поэтому следуйте прилагаемой инструкции. Раствор лучше работает в подогретом виде, но не кипятите его и не вдыхайте испарения! При помощи стеклянной или пластмассовой лопаточки перемешивайте раствор и проверяйте изменения на печатной плате. Через 10 ... 15 мин вся незащищенная медная фольга сойдет в раствор. В этот момент выньте плату из раствора и промойте в холодной воде. Затем смойте фоторезист при помощи рекомендуемого растворителя и промойте плату мягкой губкой с мылом.
8. Просверлите отверстия в печатной плате для установки электронных компонентов. Диаметр отверстий выбирается чуть больше диаметра выводов элементов.

## Электробезопасность

Соблюдение элементарных правил электробезопасности должно быть основой профессиональных навыков любого специалиста в области радиотехники и электроники. Следование этим прави-

лам, *выстраданным* многими поколениями инженеров-электриков, а также разумная осторожность, должны быть нормой при работе с электронными схемами.

Затронем несколько аспектов электробезопасности, уникальных для УМЗЧ.Тем, кто последние годы работал с компьютерами (но не с их блоками питания) и логическими уровнями сигналов, следует напомнить, что сеть переменного тока и силовые трансформаторы являются весьма опасными устройствами. Крупногабаритные накопительные конденсаторы, используемые в источниках питания мощных усилителей, могут сохранять большую энергию на протяжении нескольких дней, и прикосновение к их выводам отверткой, отрезком провода или другим проводящим предметом вызывает взрыв и разбрызгивание расплавленного металла. В редких случаях эти конденсаторы могут взрываться сами, если они были присоединены в неверной полярности или давали чрезмерную утечку. Обращайтесь с конденсаторами осторожно, надевайте очки (лучше пластмассовые) при работе с сильноточными узлами мощных усилителей. Пользуйтесь хорошо изолированными, исправными пробниками при измерении напряжений или снятии осциллограмм в узлах схемы. Старайтесь применять максимально защищенный инструмент (отвертки, плоскогубцы, бокорезы и т.п.), приобрести его теперь – не проблема.

Помните, источники питания напряжением ±50...100 В *постоянного* тока с *низким* выходным сопротивлением, используемые в мощных УМЗЧ, очень опасны для человека. Будьте предельно осторожны при наладке таких устройств.

## Измерительное и вспомогательное оборудование

При построении, испытаниях и оценке параметров усилителей потребуется электронное измерительное оборудование. Многие радиолюбители уже обладают основными приборами: осциллографом с полосой частот канала вертикального отклонения не менее 20 МГц, генератором синусоидальных сигналов с низкими искажениями и цифровым вольтметром. В зависимости от конкретных задач в области конструирования УМЗЧ, этих приборов может быть достаточно.

Для тех, кто намерен серьезно заниматься разработкой и конструированием УМЗЧ существует специализированное измерительное и вспомогательное оборудование.

Регулируемый лабораторный автотрансформатор (ЛАТР) может быть полезен при первом включении усилителя или при поиске неисправностей. Используя ЛАТР, надо помнить, что он не имеет гальванической развязки от сети переменного тока, и перед ним надо включить изолирующий трансформатор.

Надежное измерение параметров конденсаторов и катушек индуктивности невозможно без цифровых измерительных мостов переменного тока. Часто требуется определить утечку электролитических конденсаторов, а также эквивалентное последовательное сопротивление (ESR), которое требует приложения высоких напряжений к испытуемому конденсатору. Катушки индуктивности без сердечника, используемые на выходе УМЗЧ, с достаточной точностью можно рассчитать по формуле, приведенной в гл. 3.

Источники питания постоянного тока необходимы для разработки любых электронных схем, испытаний или ремонта. Мощные звуковые усилители требуют уровней напряжения и тока, как правило, недоступных типовым лабораторным источникам питания. При начале работ над новым проектом усилителя, многие радиолюбители в первую очередь изготавливают источник питания, а затем используют его для испытаний и измерения параметров усилительной части. Однако следует помнить, что нерегулируемые источники питания, применяемые в усилителях, не содержат цепей ограничения тока, необходимых для безопасной проверки новых схем.

Каждый, кто занимается разработкой, испытаниями или измерением параметров УМЗЧ, нуждается в постоянном наборе солидных резистивных нагрузок. Резистивные нагрузки можно изготовить из керамических или остеклованных резисторов проволочных соответствующей мощности. Автор использует 200-ваттные английские резисторы с проводящим элементом из металлической ленты, запеченной торцом в керамический цилиндр, но отечественные проволочные резисторы ПЭВ ненамного хуже.

## Испытания УМЗЧ

В добавление к удобству компьютерного рисования принципиальных схем с точки зрения скорости разработки, компьютерное моделирование работы УМЗЧ предотвращает грубые ошибки в проектировании и позволяет предварительно оценить основные параметры схемы. Некоторые авторы полагают, что полученные при помощи какой-либо компьютерной программы результаты вполне достоверны, и даже отказываются от всесторонних и тщательных испытаний изготовленного прибора. Такой подход глубоко ошибочен в случае мощных широкополосных усилителей, где явно не хватает точности моделей активных и пассивных элементов, а также не учитываются распределенные и паразитные параметры, обусловленные конструктивным исполнением УМЗЧ.

Всесторонние испытания, производимые дотошным аудиофилом, могут потребовать измерения искажений с точностью до 4-го знака после запятой на различных частотах. Они включают также измерения шума, полосы пропускания, демпинг-фактора, выходной



11—3558

мощности, интермодуляционных и гармонических искажений. Более детальные испытания могут включать измерения скорости нарастания выходного напряжения, перегрузочной способности, коэффициента ослабления синфазного сигнала, усиления по напряжению, ФЧХ, переходного затухания каналов и уровня излучений. За исключением последнего, все перечисленные выше параметры могут быть измерены при помощи компьютеризованной системы или стандартного измерительного оборудования с последующим расчетом.

Необходимо, чтобы предварительно настроенный усилитель мощности был установлен в реальных рабочих условиях, работал на резистивный эквивалент минимальной нагрузки при номинальном напряжении источника питания, на его вход был подан синусоидальный сигнал от генератора с низкими искажениями, а выходной сигнал мог наблюдаться при помощи осциллографа. Для многих радиолюбителей такие условия являются единственно доступными, исходя из имеющегося в их распоряжении оборудования. Применяя хороший двухлучевой осциллограф, присоединенный одновременно ко входу и выходу УМЗЧ, можно *оценить* параметры усилителя. При некотором навыке, внимательно сравнивая форму входного и выходного сигналов, можно заметить нелинейные искажения с уровнем более 1%. Точность установки смещения выходного каскада легко проверить, подавая низкое входное напряжение (несколько вольт от пика до пика) и наблюдая излом синусоиды вблизи зоны перехода. Небольшая регулировка напряжения смещения во время этого процесса позволит найти оптимальную точку. Изменяя частоту генератора сигналов, можно определить полосу пропускания усилителя.

По форме сигнала на экране осциллографа строятся предположения относительно причины возникновения искажений. Например, если высоко содержание пульсаций частотой 100 Гц, то испытуемый усилитель явно не справляется с подавлением нестабильности питающих напряжений, а наблюдаемые искажения являются пульсацией выпрямителя источника питания. Гораздо больше интересной информации можно получить, если остаточное (или разностное) напряжение подать на вход Y осциллографа, а входное напряжение – на вход X; при таком представлении можно определить порядок основных паразитных гармоник и даже примерное место их возникновения в усилителе.

Чувствительность схемы для наблюдения искажений на экране осциллографа при достаточном запасе разомкнутого коэффициента усиления УМЗЧ можно повысить, включив испытуемый усилитель по инвертирующей схеме с дополнительным резистивным делителем (–N дБ) в цепи инвертирующего входа, как показано на

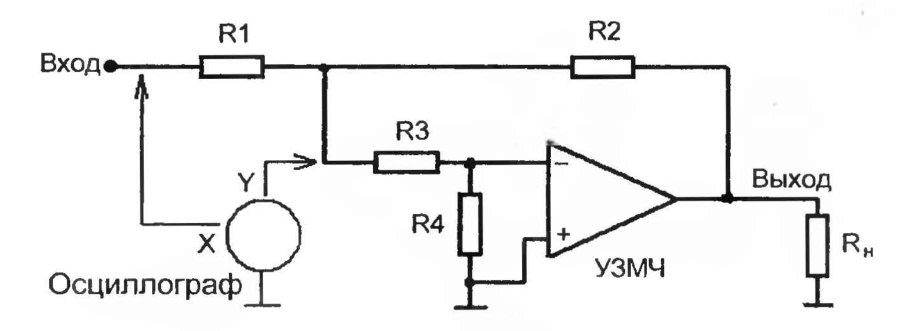



Рис. 7.1. Схема для наблюдения искажений

рис. 7.1, тогда на входе этого делителя все паразитные спектральные составляющие, включая шум, возрастут на те же N дБ.

При типовых значениях сопротивлений R3 = 10 кОм, R4 = 100 Ом усиление схемы для шума и искажений возрастет на 40 дБ. Коэффициент передачи для входного сигнала останется равным R2/R1. На входе Y осциллографа желательно использовать измерительный пробник с малой входной емкостью (до 10 пФ).

Измерить собственное выходное сопротивление УМЗЧ, охваченного ООС, можно, если определить изменение разомкнутого коэффициента усиления с нагрузкой и без таковой. Например, на частоте 20 кГц размах переменного напряжения на выходе делителя ООС увеличивается вдвое при подключении резистивного эквивалента нагрузки 4 Ом; тогда собственное (без ООС) выходное сопротивление УМЗЧ равно 4 Ом.

Относительно высокая частота измерения выбирается, исходя из удобства: на низких частотах напряжение на выходе делителя ООС настолько мало, что заметить его изменение под нагрузкой можно только при помощи чувствительного селективного вольтметра.

Исследовать поведение УМЧЗ под активной нагрузкой можно, подавая сигнал на его *выход*, например, при помощи второго канала стереоусилителя. Для этого вход первого канала заземляется, на вход второго канала подается испытательный сигнал, а его выход, через резистор сопротивлением 4...8 Ом, присоединяется к выходу первого канала, в эту же точку подключается осциллограф. В правильно спроектированном УМЗЧ отношение размаха напряжения помехи на выходе первого канала к размаху напряжения на выходе второго канала практически равно отношению выходного сопротивления УМЗЧ к номиналу резистора, включенного между выходами каналов. Таким образом можно определить выходное сопротивление УМЗЧ и рассчитать значение демпинг-фактора.

Несложен метод оценки интермодуляции и дифференциальной фазы УМЗЧ постоянного тока при помощи вольтметра переменного тока (желательно, селективного), двухканального осциллографа, позволяющего наблюдать фигуры Лиссажу, и регулируемого датчика постоянного напряжения. Для этого необходимо собрать резистивный сумматор (два резистора номиналом 1...2 кОм), на один его вход подать «чистое» регулируемое постоянно напряжение, например ±2В, на другой вход - синусоидальный сигнал размахом 50...100 мВ и частотой 7...15 кГц от звукового генератора; тот же сигнал подать на вход Y осциллографа. Выход сумматора подключается на вход УМЗЧ после входного разделительного конденсатора. (До проведения измерений полезно выяснить линейный диапазон выходного постоянного напряжения УМЗЧ под нагрузкой. Довольно часто он существенно меньше, чем на переменном токе, из-за срабатывания схемы защиты и/или недостаточной энергетики источника питания.) Измерить вольтметром переменную составляющую выходного напряжения УМЗЧ после простейшего RC-фильтра высоких частот с частотой среза 3...5 кГц при постоянной составляющей на выходе, равной нулю. На выход фильтра подключить вход X осциллографа. Медленно изменяя постоянную составляющую выходного напряжения в линейных пределах шкалы УМЗЧ, считывать показания вольтметра переменного тока. Нестабильность переменного напряжения свидетельствует об интермодуляции, т.е. нелинейности коэффициента передачи УМЗЧ при изменении выходного напряжения. Разрешающая способность такого метода невысока, поэтому он пригоден для оценки интермодуляционных искажений УМЗЧ низкого и среднего качества, в том числе без общей ООС. Нестабильность фигуры Лиссажу свидетельствует о наличии дифференциально-фазовых искажений. На реальном (музыкальном) сигнале интермодуляционные искажения будут больше, поскольку добавятся динамические и тепловые составляющие, а также производные гармоники. Другие методы оценки интермодуляции неоднократно описаны в литературе.

Двадцать лет назад традиционный метод тщательного исследования параметров УМЗЧ начинался с аналогового измерителя искажений (обычно использовалась модель С6-5), им же и заканчивался. Современные компьютеризованные системы измерения искажений обеспечивают синусоидальный сигнал с низким содержанием гармоник в качестве входного сигнала испытуемого усилителя. В свою очередь, выходной сигнал усилителя подается обратно на анализатор, где основная частота входного сигнала вычитается, оставляя только паразитные гармоники. Отношение этих гармоник к входному сигналу (измеренное в децибелах или процентах) ста-

новится традиционным параметром общих гармонических искажений плюс шум (THD + N).

С использованием компьютеризованного измерительного оборудования точность анализа механизмов возникновения искажений можно существенно повысить. Специализированная звуковая плата для персонального компьютера генерирует испытательный сигнал, который подается на вход усилителя. Сигнал с выхода усилителя подается обратно на плату, что подразумевает наличие у нее регулируемого входа с соответствующими цепями предварительной обработки сигнала. Компьютер выполняет тот же самый процесс вычитания основной частоты, как и аналоговый анализатор искажений, а программное обеспечение производит аналитические вычисления для расчета параметров общих гармонических искажений, включая шум. Примерно так устроена не очень дорогая (стоимость около 800 евро) измерительная система *Clio* итальянской фирмы Audiomatica.

В отличие от традиционых анализаторов искажений, однако, компьютерная измерительная система может также выполнить спектральный анализ (при помощи БПФ) и мгновенно построить частотную характеристику. Кроме того, определение различных параметров не требует дополнительного времени. Полоса пропускания, фазовые соотношения, искажения, шум и выходная мощность – все эти характеристики могут быть определены без переключения измерительных кабелей. После завершения необходимой процедуры подготовки к испытаниям, от оператора требуется только запустить компьютер, загрузить программу и менять нагрузки усилителя.

Для обощенной оценки линейности тракта звуковоспроизведения можно использовать так называемый *гребенчатый шум*, который генерируется при помощи программы любого современного звукового редактора (например, *Cool Edit*). Гребенчатый шум формируется путем вырезания из «розового» шума нескольких произвольных, но достаточно продолжительных участков звукового спектра; для этого используются встроенные в звуковой редактор режекторные фильтры с крутыми скатами АЧХ. Подготовленный в редакторе звуковой отрывок длительностью несколько минут записывается на компакт-диск. При прохождении такого псевдошумового сигнала через нелинейный тракт усиления в вырезанных участках спектра неизбежно появляются паразитные спектральные составляющие, которые регистрирует (встроенный в тот же редактор) анализатор спектра. Поскольку звуковая карта персонального компьютера в данном случае используется только для ввода сигнала, динамический диапазон измерения искажений может быть достаточно большим (до 110 дБ, в зависимости от качества АЦП,

установленного на карте). Описанный выше способ напоминает тест Белчера для измерения интермодуляции (Belcher R. A. A new distortion measurement, *Wireless World*, May 1978, pp.36-41), но существенно проще (не требует гетеродинирования и пост-фильтра) и информативнее, поскольку демонстрирует все искажения.

Вершиной компьютеризованных систем анализа звуковых сигналов, без сомнения, является *System One* американской фирмы Audio Precision. Эта система установила стандарт качества для всех остальных измерительных комплексов, и она была одной из первых измерительных систем своего поколения, разработанной в конце 1980-х годов. Стоимость базового комплекта, включающего генераторно-измерительный блок (весом 15 кг) и математическое обеспечение для IBM PC/AT-совместимого комьютера, составляет примерно 7000 долл. США. *При помощи System One можно измерить и документировать практически все параметры звукового и вещательного оборудования, стандартизованные международными нормативными документами.* Ниже подробно приводятся параметры *System One* с целью пояснения методик измерения стандартизованных характеристик усилительных схем.

*System One* позволяет, в реальном масштабе времени, измерять общие гармонические искажения до 0,0007% и неравномерность АЧХ до 0,03 дБ в звуковом диапазоне частот. Фурье-анализ до 16384 выборок оцифрованного сигнала (после аналогового режекторного фильтра) определяет паразитные спектральные составляющие с уровнем до –145 дБ относительно основной частоты (при усреднении до 1024 БПФ) в полосе частот 80 кГц. Разрешение спектра по частоте после БПФ составляет 3 Гц. Третьоктавный перестраиваемый аналоговый фильтр выделяет для анализа и измерения любую интересующую область частот. Цифровой «осциллограф» показывает форму сигнала в полосе 80 кГц. Результаты измерений можно выводить в виде графиков, распечатывать, сохранять на жестком диске для последующего анализа, экспортировать в виде стандратных файлов (в том числе баз данных).

Блок генераторов *System One* формирует спектрально чистые синусоидальные сигналы (10 Гц...204 кГц), три вида специализированных сигналов для измерения интермодуляции, два регулируемых напряжения постоянного тока с разрешением 20 мкВ, прямоугольные импульсы, розовый и белый шумы, а также цифровые сигналы с 24-разрядным разрешением. Точность установки частоты до 0,03%, разрешение по частоте до 0,005%. Диапазон выходного сигнала 25 мкВ – 26,66 В с.к.з. (-90 dBU... +30,7 dBU) в полосе 20 Гц ... 50 кГц, разрешение по амплитуде 0,01 дБ. Выходное со-

противление 50/150/600 Ом (балансное), 25 ... 600 Ом (однофазное), *трансформаторная* гальваническая развязка. Общие гармонические искажения синусоидального сигнала не более 0,0005% (–106 дБ) в звуковом диапазоне частот.

Входной импеданс каждого входа измерительного блока 100 кОм/270 пФ, возможно переключение в режим 600/150 Ом. Подавление синфазного сигнала до 70 дБ в звуковом диапазоне частот при входном напряжении менее 2 В. Приведенное к закороченному входу с.к.з. напряжения шума не более 1,5 мкВ (–114 dBU) в полосе 22 Гц ... 22 кГц. Ослабление аналогового режекторного фильтра не менее –40 дБ при расстройке ±3% от центральной частоты. Встроенный частотомер обеспечивает разрешение 6 десятичных знаков при точности измерения 0,003%. Для измерения переменного напряжения можно выбрать один из пяти режимов выпрямления (с.к.з., среднее значение, три вида пикового значения), с регулируемым временем усреднения. Полоса частот измерямого сигнала может быть ограничена снизу (22 Гц, 100 Гц, 400 Гц) и сверху (30 кГц, 80 кГц) переключаемыми входными фильтрами Баттерворта третьего и шестого порядка (только НЧ-фильтр – 22 кГц). Измерение фазы сигнала (в диапазонах ±180 или 0...360 градусов) возможно с точностью ±1 градус в звуковом диапазоне частот, разрешение 0,1 градуса.

Виртуальная панель управления *System One* позволяет устанавливать начальные условия (в цифровом виде) и производить измерения до 9 параметров одновременно: амплитуды, частоты, фазы, полосы пропускания, полосы подавления, общих гармонических искажений плюс шум, интермодуляционных искажениий (SMPTE, CCIF, DIM), детонации, сравнения двух каналов, переходного затухания, постоянного напряжения или сопротивления, длины цифрового слова, трех режимов работы DSP. Три функциональные панели (генератор, анализатор и переключаемая дополнительная панель) выводятся на экран компьютера одновременно.

Рассмотрим более подробно режимы измерения интермодуляционных искажений при помощи System One. Генераторный блок обеспечивает испытательные сигналы, соответствующие методам SMPTE1:1, SMPTE4:1, CCIF (DFD), DIM-30, DIM-100, DIM-B. Частота нижнего тона SMPTE выбирается из ряда 40, 50, 60, 100, 125, 250, 500 Гц (все с точностью ±2%), верхнего тона 3 ... 200 кГц; соотношение амплитуд от 0:1 до 8:1. Разность двух частот (каждая из которых находится в пределах 4 ... 200 кГц) по методу CCIF можно установить равной 80, 100, 120, 200, 250, 500 либо 1000 Гц (±2%). Частота прямоугольных импульсов при измерении динамических интермодуляционных искажений (DIM, TID, TIM), с которыми в соотношении размахов 1:4 смешивается синусоидальный сигнал (4 ... 100 кГц), составляет 3,15 кГц (DIM-30/DIM-100) или 2,96 кГц

(DIM-B); полоса частот импульсного сигнала ограничивается значением 100 кГц (DIM-100) либо 30 кГц (DIM-30/DIM-B) при помощи НЧ-фильтра первого порядка.

По методу SMPTE измеряются продукты амплитудной модуляции верхнего тона в полосе частот 30 ... 700 Гц. Для повышение чувствительности измерения отдельных спектральных составляющих возможно использование настраиваемого полосового третьоктавного фильтра. По методу DIM измеряются спектральные составляющие в полосе частот 750...2400 Гц по отношению к амплитуде синусоидального сигнала; также можно использовать дополнительный третьоктавный фильтр. По методу CCIF комбинационные составляющие *четного* порядка измеряются при помощи третьоктавного полосового фильтра по отношению к любой из основных частот. Пороги измерения интермодуляционных искажений составляют 0,0018% (SMPTE), 0,0020% (DIM) и 0,0005% (CCIF).

Жесткие требования к надежности измерительной системы в условиях промышленного производства вынудили разработчиков использовать

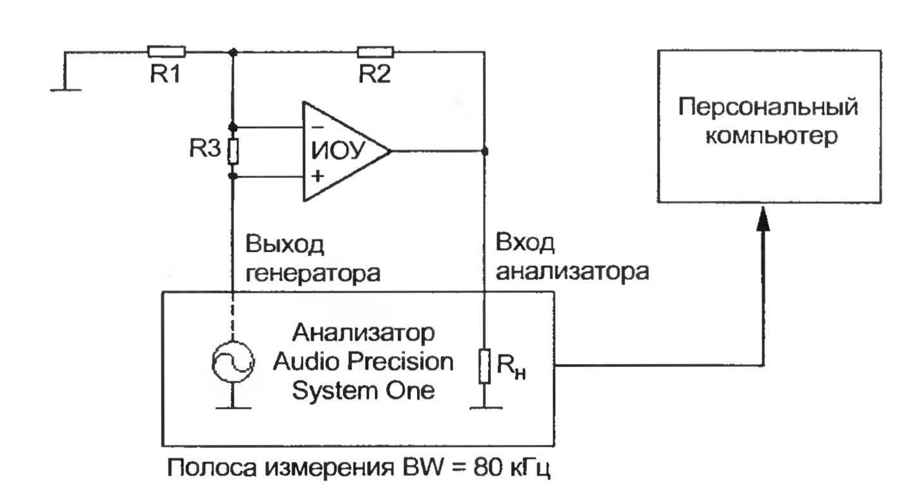



Рис. 7.2. Схема измерения искажений ИОУ (по материалам фирмы Burr-Brown)

Signal Gain (усиление для сигнала) =1 + R2/R1

Distortion Gain (усиление для искажений и шума) = 1 + R2/R1||R3

| Signal Gain | Distortion Gain | R1 | R2 | R3 |
|---|---|---|---|---|
| 1 | 101 | – | 1 к | 10 |
| 11 | 101 | 100 | 1 к | 11 |
| 101 | 101 | 10 | 1 к | – |

трансформаторную гальваническую развязку на выходе генераторного блока, что ограничило разрешающую способность при измерении гармонических и интермодуляционных искажений.

На рис. 7.2, в качестве примера, приведена схема измерения искажений ИОУ при помощи *System One*, применяемая фирмой Burr-Brown, где signal gain – коэффициент передачи для сигнала генератора, distortion gain – коэффициент передачи для искажений, полоса измерения 80 кГц.

Выше кратко описаны основные возможности аналоговой части System One, не касаясь работы с цифровыми сигналами и программ для встроенного DSP в расширенной модификации системы. В 1990-х годах фирма Audio Precision выпустила усовершенствованную модель – System Two, также в трех модификациях: полностью аналоговой, расширенной аналоговой (плюс DSP) и аналого-цифровой, с цифровыми входами/выходами.

*System Two* обеспечивает повышенную разрешающую способность и точность измерений, существенно большие функциональные возможности аналоговой и цифровой частей. *System Two* имеет независимые выходные каскады в каждом канале генератора, более мощный DSP, аналого-цифровые и цифроаналоговые преобразователи с расширенным на 15 ... 25 дБ динамическим диапазоном, а также встроенный громкоговоритель и выход на стереотелефоны.

## Проверка на работоспособность и установка тока покоя

Пусть имеется законченная конструкция усилителя мощности в классе В, включая ИП, корпус и все соответствующие детали. Описанная ниже процедура может быть использована при первоначальной проверке на работоспособность.

Первое включение усилителя целесообразно проводить вообще без выходных транзисторов, чтобы избежать проблемы неверной установки смещения, и предварительно установить движок регулятора смещения в положение, соответствующее минимальному току покоя выходных транзисторов.

1. Отсоедините источник питания от схемы усилителя. Во многих стандартных устройствах это делается простым удалением предохранителей из шин питания. В других конструкциях необходимо отсоединить провода, идущие от платы УМЗЧ к накопительным конденсаторам.
2. Проверьте источник питания на правильное функционирование. Удостоверьтесь, что оба напряжения на шинах питания симметричны по уровню и противоположны по полярности. Если усилитель содержит вспомогательный источник питания (например, для схемы защиты громкоговорителя, предвари-

тельных каскадов усиления и т.п.), его также необходимо проверить. Проверьте нагрузочную способность основного источника питания, подключив на короткое время мощный резистор 10 ... 20 Ом к каждой выходной шине. (Естественно, номинал резистора следует выбрать так, чтобы не вызвать сгорания предохранителей.) Отключите сеть переменного тока и дайте время накопительным конденсаторам разрядиться. Измерьте напряжение на накопительных конденсаторах для полной уверенности, что они разряжены, перед тем, как перейти к следующей стадии.

3. Подключите источник питания и сеть. Поставьте регулятор уровня сигнала (или громкости) в положение максимального затухания входного сигнала. Включите усилитель. Проверьте напряжения постоянного тока в основных узлах схемы. Последовательно со щупом мультиметра (с батарейным питанием!) целесообразно включить постоянный резистор сопротивлением 10 ... 50 кОм, чтобы не вызвать генерацию усилителя из-за большой входной емкости измерительного прибора. В качестве надежного индикатора самовозбуждения можно использовать широкополосный вольтметр переменного тока, снабженный небольшой приемной рамкой из жесткого изолированного провода. Подайте входной сигнал 1 кГц от синусоидального генератора и удостоверьтесь, глядя на экран осциллографа, что амплитуда неискаженного выходного сигнала (естественно, без нагрузки) соответствует расчетной.
4. Присоедините выходные транзисторы. Включите усилитель (без сигнала и нагрузки). Если предохранители в шинах питания остались целы, выполните процедуры, описанные в п.3. Затем, при помощи регулятора смещения установите минимальный ток покоя выходных транзисторов, фиксируя мультиметром появление постоянного напряжения на эмиттерных (истоковых) резисторах. Подключите резистивный эквивалент номинальной нагрузки. Медленно повышайте уровень входного сигнала, наблюдая выходной сигнал на экране осциллографа. Если неприятности не возникли, в течение 10 ... 15 мин. прогрейте усилитель на половинной выходной мощности, а затем проверьте, что ток покоя не превысил 150 ... 200 мА. После этого можно приступать к тщательной установке тока покоя выходных транзисторов и всесторонним испытаниям УМЗЧ.

Для установки почти оптимального значения тока покоя можно использовать метод, рекомендуемый Р.Слоуном:

1. Не присоединяйте никакой нагрузки к выходу усилителя.
2. Если выходной каскад реализован по схеме эмиттерного по-

вторителя, подстройте потенциометр установки $V_{СМ}$ так, чтобы на транзисторе – генераторе смещения получилось приблизительно 2,88 В.

3. Если выходной каскад реализован по схеме комплементарного повторителя с ООС, подстройте потенциометр $V_{СМ}$ так, чтобы на транзисторе получилось 1,29 В. Такая настройка применима и к комбинированному выходному каскаду на МОП-транзисторах.
4. Если выходной каскада реализован по схеме истокового повторителя на боковых МОП-транзисторах, подстройте потенциометр до получения напряжения равного примерно 0,85 В. Для повторителя на вертикальных МОП-транзисторах потенциометр необходимо настроить так, чтобы через каждый выходной транзистор протекал ток стока равный приблизительно 50 мА. Ток стока можно рассчитать, измерив падение напряжения на истоковых резисторах. Например, на резисторе 0,33 Ом упадет примерно 16,5 мВ при токе стока 50 мА.
5. Независимо от схемы выходного каскада дайте время теплоотводу выходного каскада нагреться.
6. Еще раз подстройте потенциометр регулировки $V_{СМ}$ до получения соответствующего уровня напряжения, в зависимости от схемы выходного каскада.

## Поиск неисправностей в УМЗЧ

Во многих случаях в УМЗЧ не просто найти неисправность. Когда проблема заключается в электронике, она, возможно, проявит себя самым распространенным способом: выход «зашкалит» к одному из напряжений питания.

Если проверка на работоспособность показывает неисправность вновь изготовленного усилителя, наиболее вероятной причиной является ошибка в конструкции. Отказ может быть вызван неправильной полярностью диода, неверным типом транзистора, тонкой перемычкой между расположенными близко печатными проводниками или другой ошибкой радиомонтажника. Наиболее важным этапом в процессе поиска неисправности является внимательный осмотр платы и компонентов усилителя.

Естественно, всегда есть шанс, что какой-то компонент неисправен – он уже был дефектным при покупке или вышел из строя в процессе пайки или проверки на работоспособность. Если сплошная проверка соединений показывает, что сборка выполнена правильно, придется проверять все электронные компоненты. Наиболее «подозрительные» полупроводниковые приборы следует проверять в первую очередь, выпаивая их из схемы.

Практически каждый, кто занимался усилителями мощности, иногда ремонтировал промышленные УМЗЧ. Хотя большинство методов поиска неисправностей одинаковы для любительских и промышленных усилителей, существуют некоторые нюансы.

Главное отличие состоит в том, что промышленный усилитель *уже работал*. Это исключает любые подозрения на ошибки конструкции или сборки, поэтому нет необходимости в трудоемкой процедуре сплошной проверки соединений. Однако внимательный осмотр и проверка на работоспособность полупроводниковых элементов требуются почти всегда.

По возможности, всегда запрашивайте (по электронной почте, например) у фирмы-производителя всю техническую информацию по ремонту усилителя, который вы намерены ремонтировать. Это сохранит много часов, потраченных на изучение разводки, восстановление и осмысление работы схемы. Во многих случаях в фирменном руководстве по ремонту будет содержаться подробное описание процедуры поиска неисправностей (дерево «да-нет») и перечень компонентов с перекрестными ссылками и номерами для заказа. К большому сожалению, большинство производителей УМЗЧ, причисляемых к категории hi-end, не считают нужным предоставлять какую-либо техническую документацию не только конечному пользователю, но даже «неавторизованной» ремонтной организации.

Некоторые производители усилителей добросовестно поставляют принципиальные схемы своих продуктов, снабженные подробной картой напряжений, которая, правда, не очень полезна в случае отказа усилителя, поскольку УМЗЧ обычно охвачен петлей общей ООС. Даже незначительная неисправность может сместить все уровни постоянных напряжений внутри усилителя к совершенно другим значениям, делая любую попытку локализации проблемы на основе карты напряжений бесполезной.

Ремонт промышленного усилителя также следует начинать с внимательного осмотра. В мощных усилителях часто остаются очевидные следы аварии в виде сгоревших резисторов и предохранителей, испарившихся дорожек печатной платы, взорвавшихся конденсаторов и даже отверстий в крышках корпусов, обусловленных разрушением кремниевой подложки транзистора. Помните, что отказ одного полупроводника может вызвать аварию других полупроводниковых приборов в схеме с непосредственными связями. Безусловно, основной проблемой УМЗЧ являются отказы выходных каскадов из-за одного или более дефектных выходных приборов или перегрузки. Всегда начинайте с проверки выходных приборов на работоспособность *перед включением питания* независимо от результатов осмотра или измерений сопротивления.

Если осмотр, измерение внутрисхемных сопротивлений и проверка выходных транзисторов показывают, что все исправно, можно приступать к описанной выше процедуре первоначальной проверки на работоспособность, которая должна локализовать неисправность либо в источнике питания, либо в плате усилителя. При выявлении неисправности платы УМЗЧ более детальный осмотр поможет определить трудноразличимые дефекты: резистор с еле заметной трещиной, лопнувшую дорожку печатной платы или сломанный вывод элемента. (Для такой работы хорошо иметь большое увеличительное стекло с круговой подсветкой.) Если визуально дефекты не обнаружены, придется выпаивать и проверять все полупроводниковые приборы, как это не грустно.

## Проверка нагрузочной способности УМЗЧ

Проверка нагрузочной способности УМЗЧ выполняется по различным причинам. Это – безопасный метод удостовериться, что схема защиты ВК работает должным образом. Проверка при наихудшей нагрузке (то есть на синусоидальном сигнале амплитудой 64% от уровня ограничения при минимальном импедансе нагрузки) производится для подтверждения тепловой надежности усилителя. Иногда желательно создать тепловую перегрузку, чтобы проверить цепи теплового отключения или систему принудительного охлаждения.

Основной целью нагрузочного тестирования является определение характеристик усилителя. Даже если резистивные нагрузки не вполне заменяют реальные громкоговорители, практически все УМЗЧ испытываются с резистивными нагрузками в целях сравнения. Иначе говоря, тестирование при различных нагрузках является базой для сравнительного анализа.

Типовой усилитель испытывается на общие гармонические искажения (плюс шум) и полосу пропускания с использованием 8- и 4-омных нагрузок (желательно 3,2 Ом). Другие параметры усилителя также можно определять при этих же условиях, в том числе скорость нарастания, импульсные характеристики (на прямоугольном сигнале), устойчивость при различных реактивных нагрузках.

Большинство схем усилителей имеют схемы защиты ВК, которые срабатывают при снижении импеданса нагрузки ниже 2,5 Ом. Безопасным методом проверки защиты ВК от перегрузки является присоединение 2-омной резистивной нагрузки на выход усилителя. Подайте синусоидальный сигнал на вход усилителя и медленно увеличивайте выходное напряжение, наблюдая его форму при помощи осциллографа. При расчетном уровне схема защиты должна активироваться, симметрично и резко ограничивая выходное напряжение. В некоторых случаях, в зависимости от конструкции не-

стабилизированного источника питания, может появиться заметное проседание напряжений на его выходе при полном размахе выходного напряжения при 2-омной нагрузке (это особенно относится к источникам питания на перегруженных силовых трансформаторах, которые рассчитаны на 70-% синусоидальный сигнал).

Необходимо соблюдать некоторые предосторожности при проверке нагрузочной способности усилителей. При определении полосы пропускания или импульсных характеристик помните, что последовательный резистор в цепи Зобеля будет рассеивать мощность, возрастающую с увеличением частоты. Например, если вы проверяете с нагрузкой стандартный УМЗЧ длительное время при полном размахе выходного сигнала частотой 20 кГц, вы, скорее всего, сожжете резистор в цепи Зобеля. То же самое может произойти и с резистором, шунтирующим выходную защитную индуктивность. На высоких частотах импеданс катушки индуктивности возрастает, что приводит к увеличению мощности на демпфирующем резисторе.

# Послесловие

Несомненно, в мире аудио очень много дезинформации, особенно это касается усилителей мощности, соединительных кабелей и другого оборудования. Аудиофилия, как явление, существует уже довольно долго; развилось некое главное учение – мэйнстрим, поэтому старые мифы и заблуждения будут циркулировать еще длительное время. Важно, чтобы новое поколение любителей качественного звуковоспроизведения отнеслось к ним с долей иронии и здорового скептицизма.

Последние 20 лет меня не оставляет мысль, что многие направления звукотехники, не предназначенной для профессионального применения, являются «затерянным миром» современной электроники. Доказательство этому – существование субъективизма, который не «расцвел» бы столь «пышным цветом», если бы проводились серьезные и целенаправленные научные исследования в этих областях, начиная с 1960-х годов, а их результаты регулярно и доходчиво обсуждались на страницах «аудиофильских» изданий.

Вряд ли в ближайшем будущем произойдет значительный прогресс в проектировании «классических» усилителей и будет предложено что-то более совершенное, чем УМЗЧ с параллельным каналом усиления. Все разработчики согласны в том, что на современном уровне технологии мы *почти* достигли предела и уперлись в скалу физических законов. Развитие звукотехники, в основном, происходит в области цифровых носителей и устройств записи-воспроизведения, что обусловлено бурным прогрессом микропроцессорной техники, интегральной технологии и квантовой электроники. Однако существует резерв для улучшения характеристик и структурных схем мощных, но экономичных усилителей в классах D и H, монолитных УМЗЧ, источников питания и, особенно, акустических систем. Работы хватит всем – был бы интерес...

## ПРИЛОЖЕНИЕ А

# РИСУНКИ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ

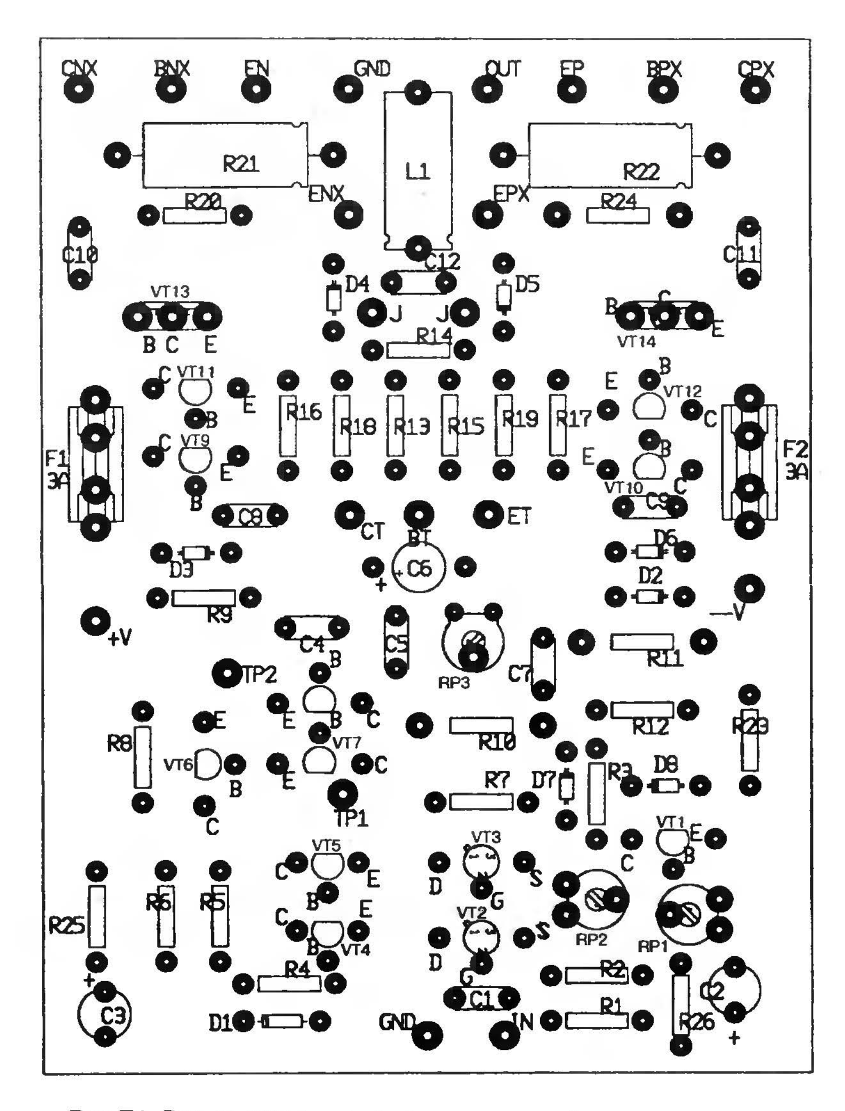



Рис.П1. Вид со стороны элементов печатной платы усилителя по схеме рис.5.23

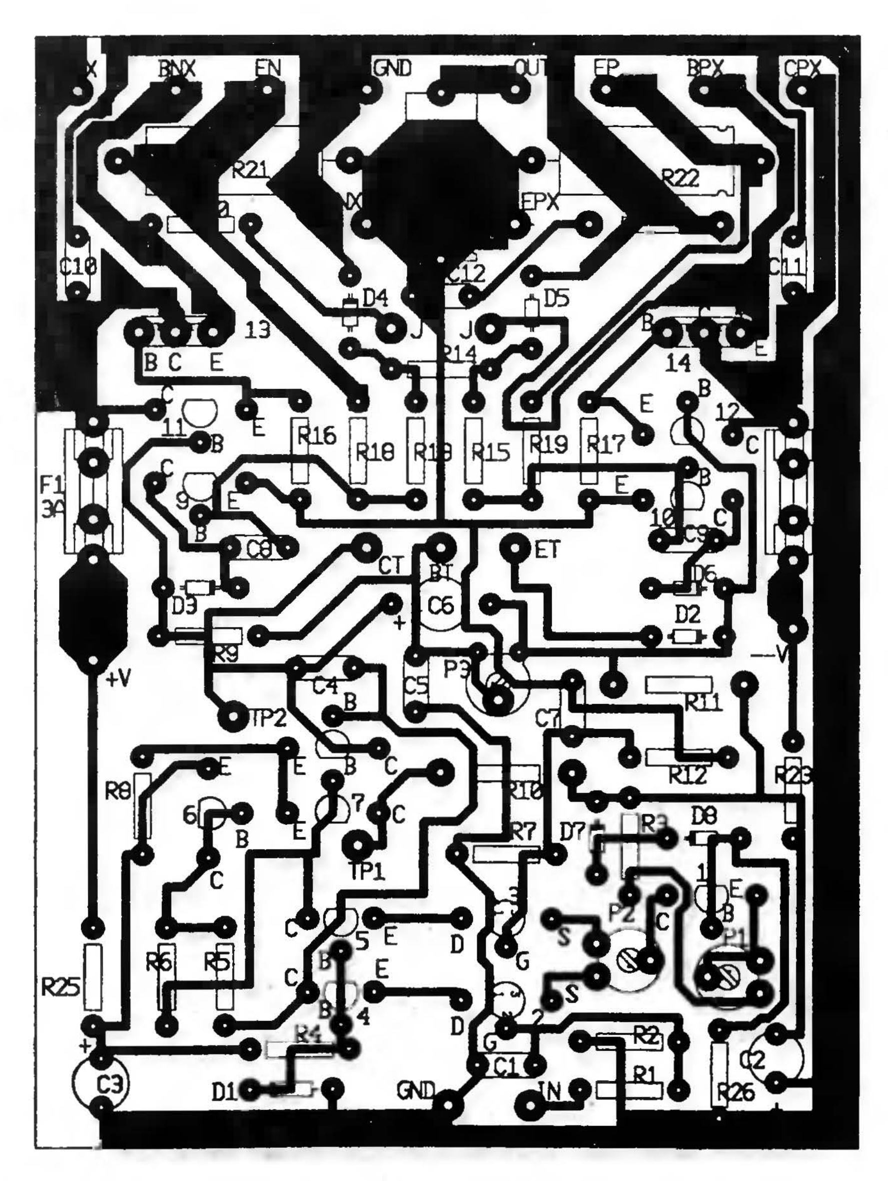



Рис.П2. Вид со стороны элементов (включая рисунок проводников) печатной платы усилителя по схвме рис.5.23

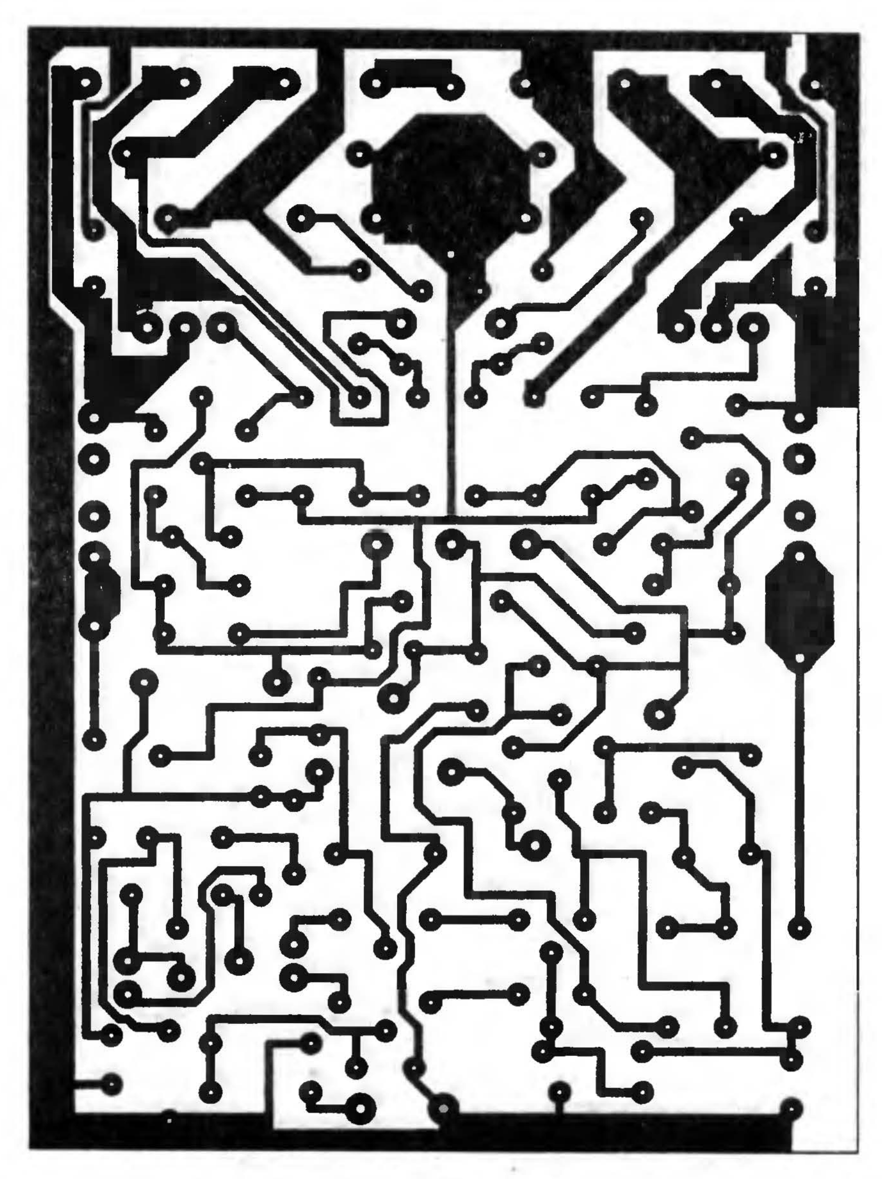


Рис.П3. Вид со стороны проводников печатной платы усилителя по схеме рис.5.23

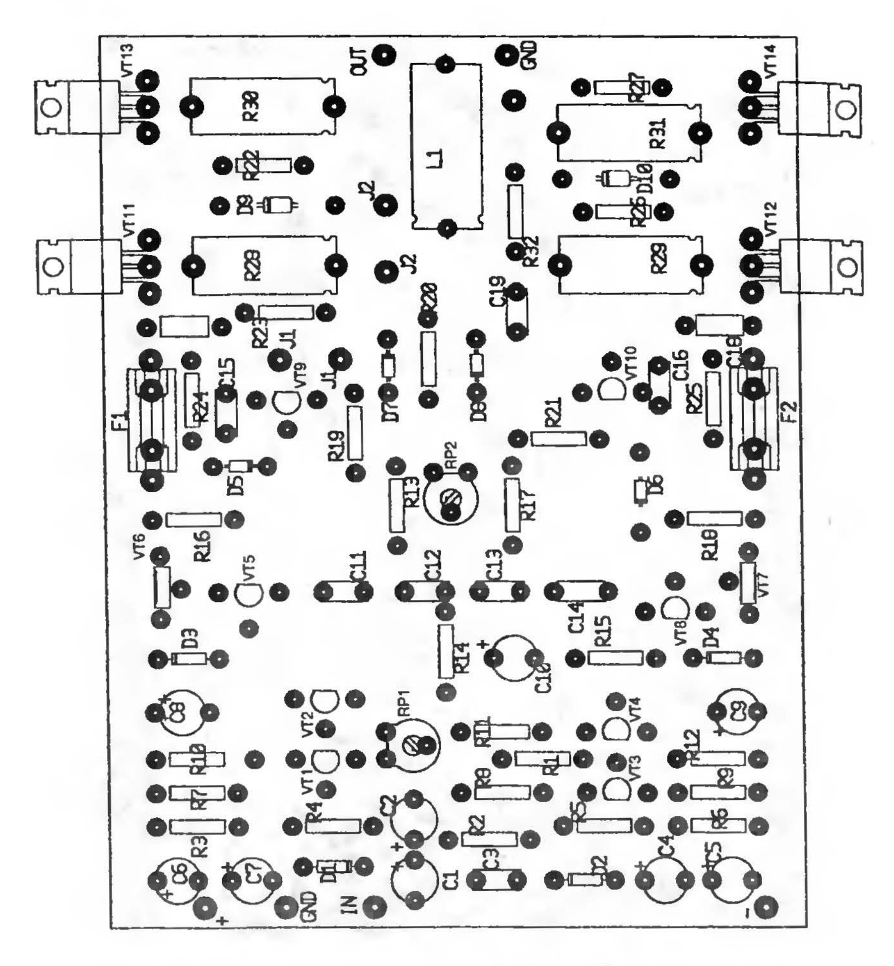



Рис.П4. Вид со стороны элементов печатной платы усилителя по схеме рис.5.32

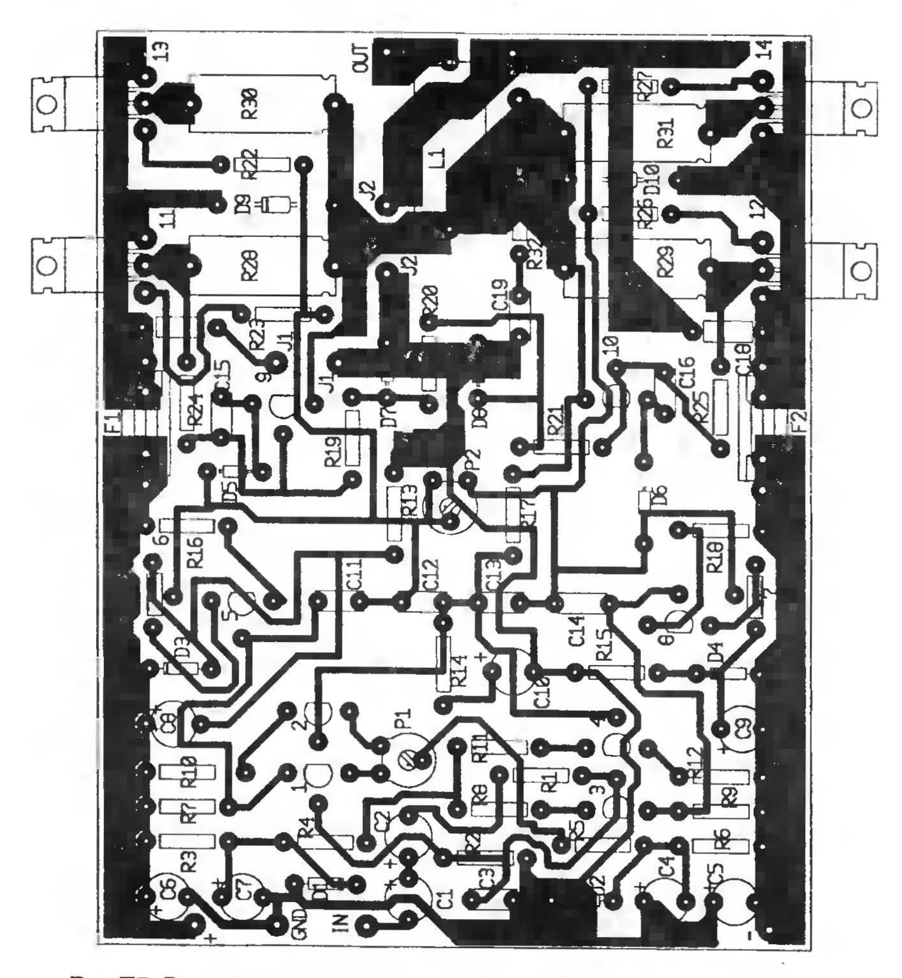



Рис.П5. Вид со стороны элементов (включая рисунок проводников) печатной платы усилителя по схеме рис.5.32

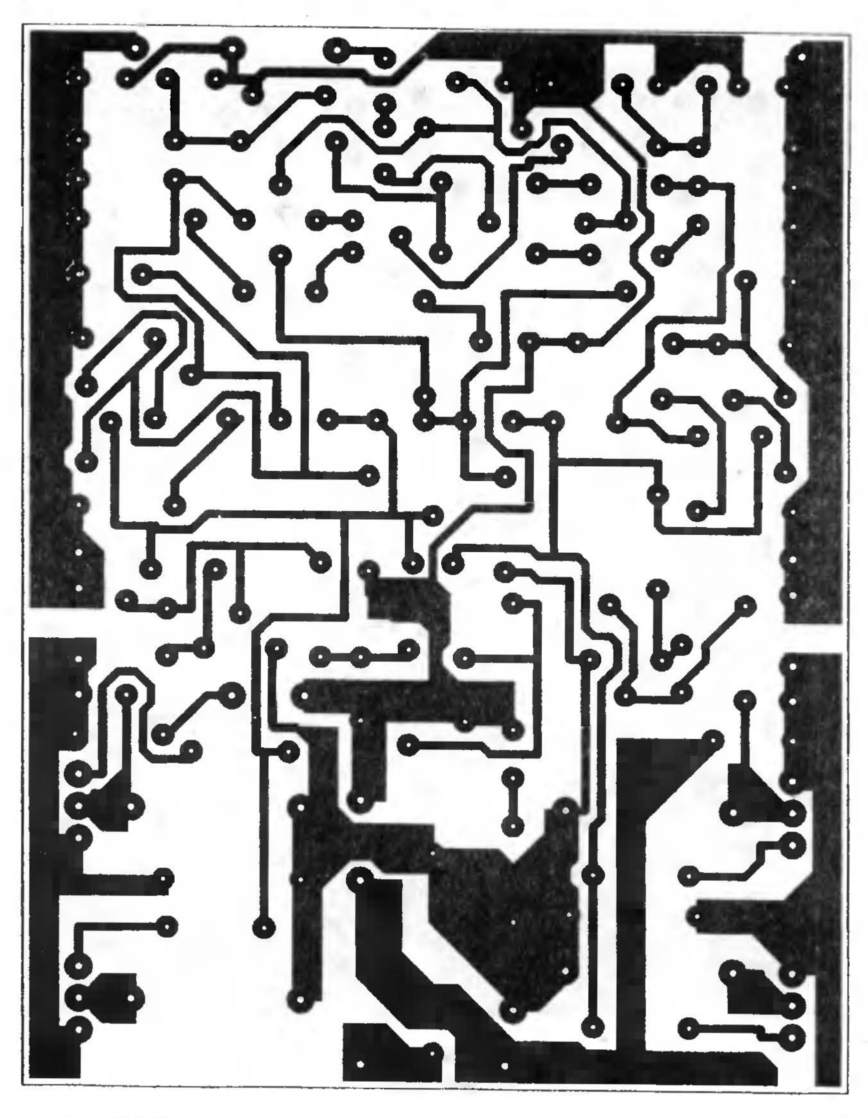


Рис.П6. Вид со стороны проводников печатной платы усилителя по схеме рис.5.32

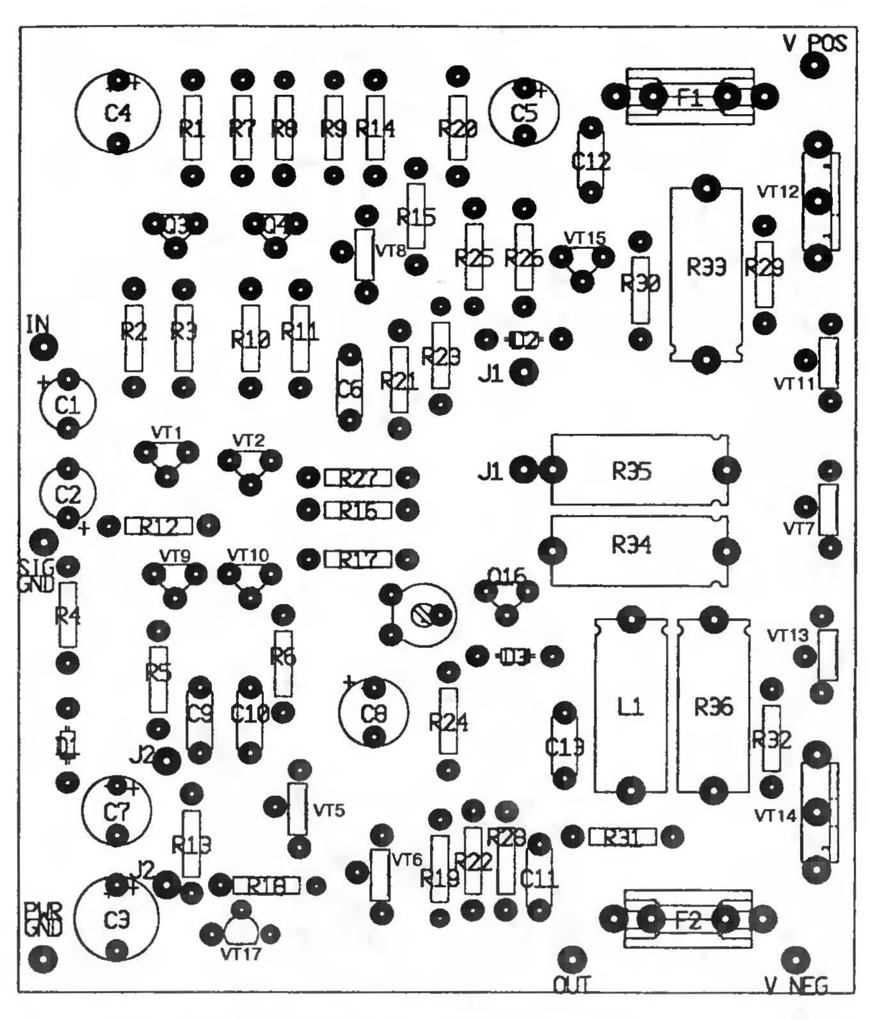



Рис.П7. Вид со стороны элементов печатной платы усилителя по схеме рис.5.39

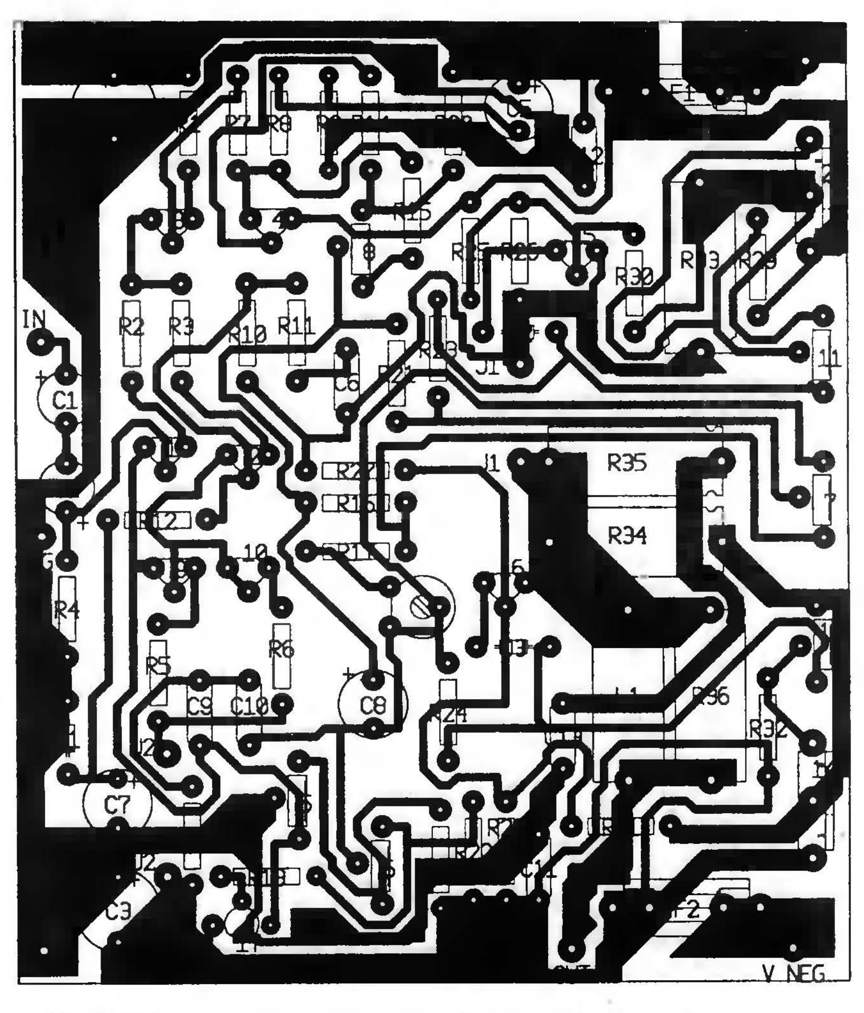



Рис.П8. Вид со стороны элементов (включая рисунок проводников) усилителя по схеме рис.5.39

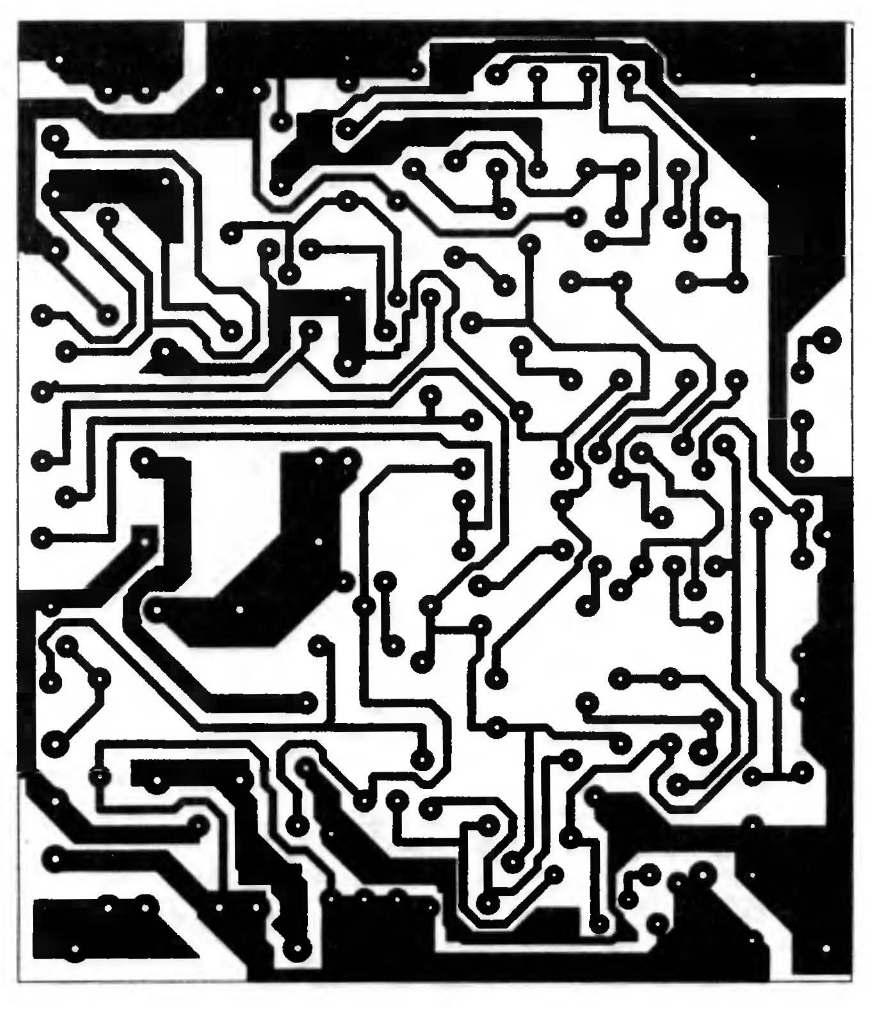


Рис.П9. Вид со стороны проводников печатной платы усилителя по схеме рис.5.39

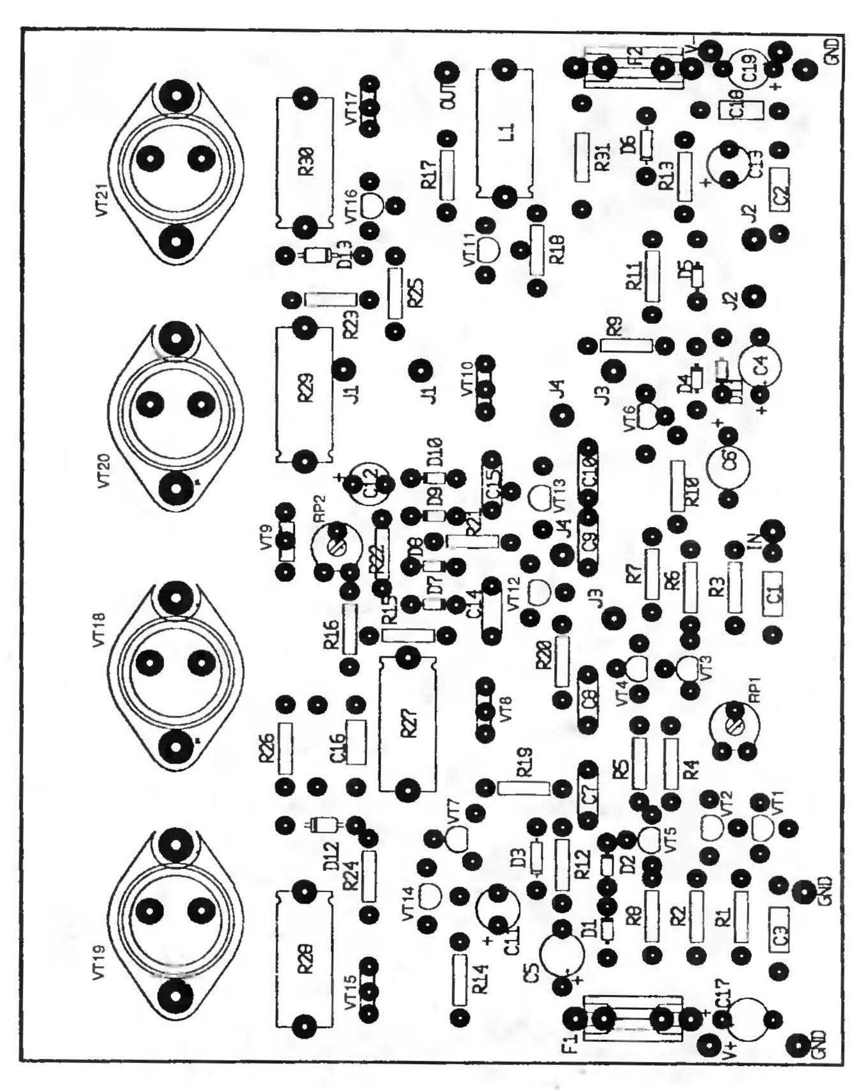



Рис.П10. Вид со стороны элементов печатной платы усилителя по схеме рис.5.40

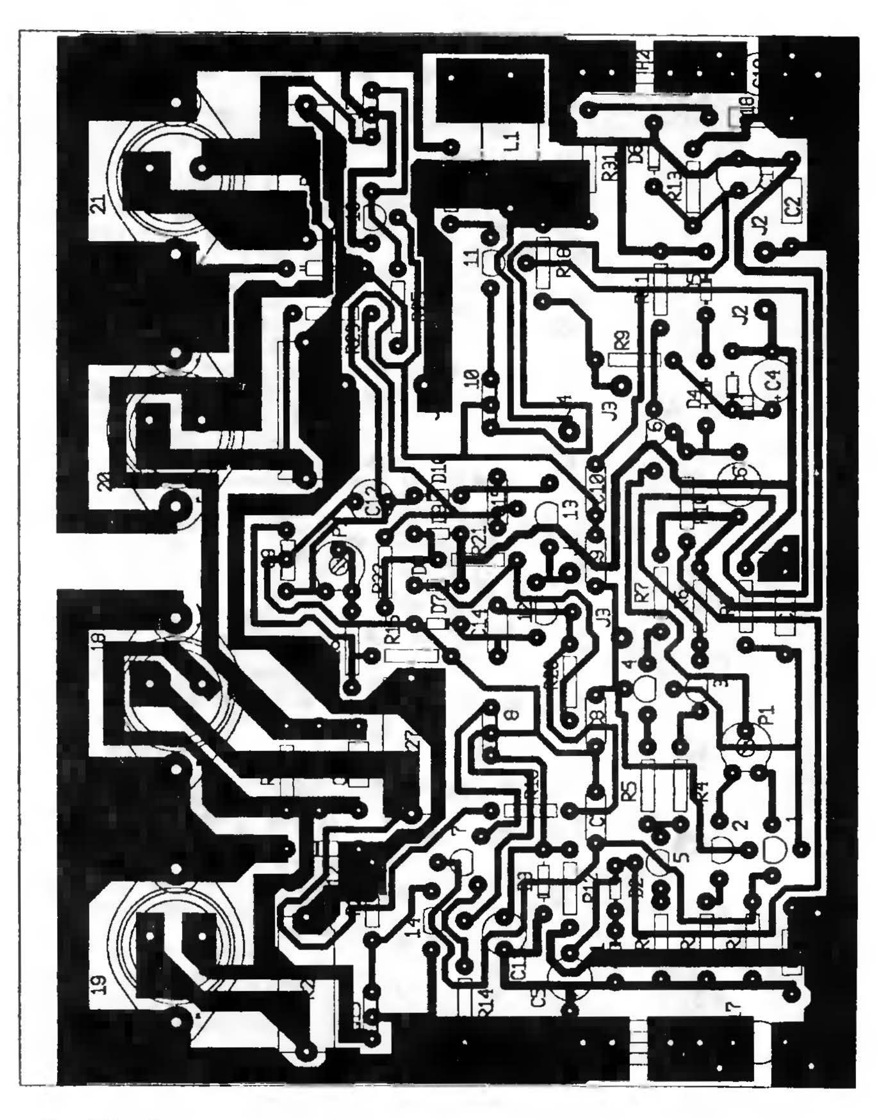


Рис.П11. Вид со стороны элементов (включая рисунок проводников) печатной платы усилителя по схеме рис.5.40

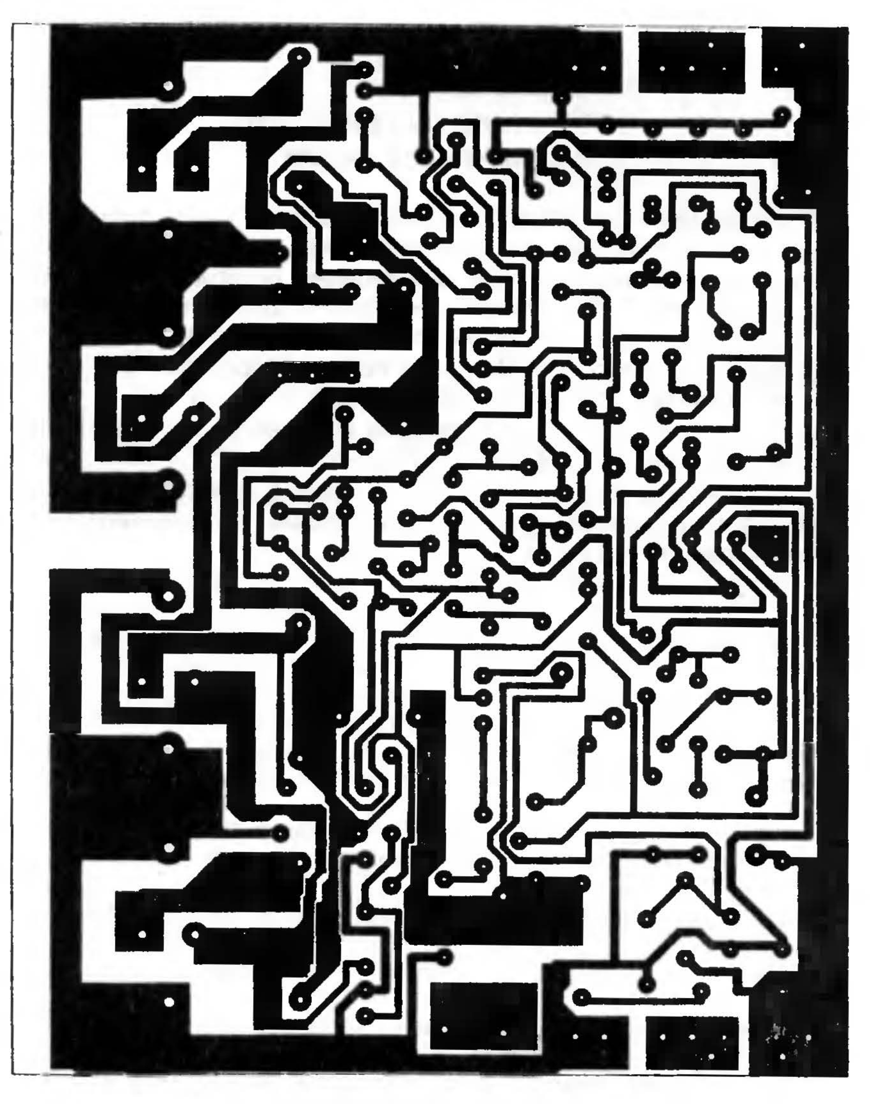


Рис.П12. Вид со стороны проводников печатной платы усилителя по схеме рис.5.40

# ИСТОЧНИКИ МАТЕРИАЛОВ И КОМПЛЕКТУЮЩИХ

В Москве большой ассортимент полупроводниковых приборов и других радиоэлементов имеется, например, на фирме «Компэл», которая также является одним из основных дистрибьюторов продукции компании TI/Burr-Brown в России. Оптовая продажа: (095) 937-41-01, адрес электронной почты compel@compel.ru. Розничная продажа: www.mitracon.ru. Широкий выбор микросхем Analog Devices представлен на фирме Autex Ltd. (www.autex.ru).

Информацию о розничной продаже комплектующих и материалов, используемых в УМЗЧ, в популярных магазинах «Чип и Дип» и список цен можно найти на Интернет-странице www.platan.ru. Реактивы для изготовления печатных плат продает фирма «Фраст-М», г. Зеленоград, www.frast.ru.

# СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Douglas Self,** Audio Power Amplifiers Design Handbook, Newnes Publications (an imprint of Butterworth-Heinemann, Ltd.), 1996, ISBN: 0-7506-2788-3. (второе издание вышло в 1999 году)
2. **Randy Slone G.** High-power audio amplifier construction manual (50 to 500 Watts for the Audio Perfectionist), McGraw-Hill,1999, ISBN 0-07-134119-6.
3. **Полонников Д.Е.** Операционные усилители: принципы построения, теория, схемотехника. М.: Энергоатомиздат, 1983.
4. **Данилов А.А., Полонников Д.Е.** Структурные методы повышения быстродействия операционных усилителей. Автоматика и телемеханика, 1982, №10, М.:, Наука, с.159-165.
5. **Полонников Д.Е.** Решающие усилители. Энергия, Москва, 1973.
6. **Достал И.** Операционные усилители. М.:, Мир, 1982.
7. **Проектирование** и применение операционных усилителей. Под ред. Дж.Грэма, Дж.Тоби, Л.Хьюлсмана. М.:, Мир, 1974.
8. **Данилов А.А.** Мощный масштабный усилитель постоянного тока. Приборы и техника эксперимента, 1988, №6, М.:, Наука, с.105-108.
9. **Данилов А.А.** Прецизионный дифференциальный операционный усилитель. Приборы и техника эксперимента, 1986, №1, М.:, Наука, с.130-133.
10. **Чудновский Л.С.** Особенности типосенсорного восприятия музыкального образа. В сб.: Российский Hi-End 2000, МТУСИ, Москва, 2000, с.55-63.
11. **Douglas Self,** Self on Audio, Butterworth-Heinemann, Ltd., 2000, ISBN: 0-7506-4765-5.
12. **Шкритек П.** Справочное руководство по звуковой схемотехнике. М.:, Мир, 1991.
13. **Дегрелл Л.** Проигрыватели и грампластинки. Москва, Радио и связь, 1982.
14. **Кинг Г.** Руководство по звукотехнике. Л.:, Энергия, 1980.
15. **Высокочастотные** полупроводниковые усилители с обратной связью. Под ред. А.И.Борисова, А.В.Кривошейкина, М.:, Радио и связь, 1982.
16. **У.Титце, К.Шенк** Полупроводниковая схемотехника. М.:, Мир, 1982.

# Предметный указатель

*А. А. Данилов*

# ПРЕЦИЗИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

Андрей Александрович Данилов относится к категории инженеров, получивших разностороннее образование. Занятия живописью, музыкой (фортепиано, гитара) и спортивным плаванием не помешали ему собрать свой первый радиоприемник, усилитель и акустическую систему. В школе он создал вокально-инструментальный ансамбль, занявший в 1972 г. первое место на московском городском конкурсе, причем два произведения из трех Андрей сочинил сам. Начав трудовую деятельность радиомонтажником, он через 13 лет защитил кандидатскую диссертацию в области аналоговой техники. Любитель высококачественного воспроизведения звука, Андрей задался целью создать усилительный тракт, свободный от каких-либо искажений. Первый из разработанных им транзисторных усилителей (1979 г.) не уступал по качеству звучания японским аппаратам, а сконструированный спустя 5 лет УМВТ84 вполне соответствует новейшему и, как обоснованно полагают, самому «прозрачному» для звука формату SACD.

В настоящее время А. Данилов занимается компьютерными сетями, звукорежиссурой и профессиональной видеотехникой, много переводит, редактирует, пишет статьи по электронике.



ISBN 5-93517-134-1